

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-237744

(43)Date of publication of application : 31.08.2001

(51)Int.Cl. H04B 1/707
G01S 5/14
H04L 7/00

(21)Application number : 2000-375929 (71)Applicant : NOKIA MOBILE PHONES LTD

(22)Date of filing : 11.12.2000 (72)Inventor : KONTOLA ILKKA

(30)Priority

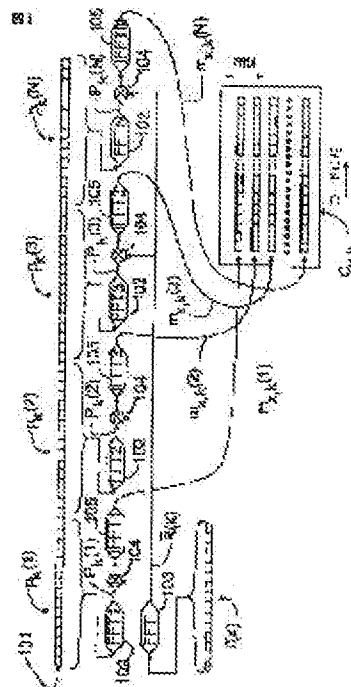
Priority number : 1999 992653 Priority date : 09.12.1999 Priority country : FI

(54) RECEIVER SYNCHRONIZING METHOD, RECEIVER AND ELECTRONIC DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To attain a method for synchronizing fast a receiver to a transmitted code modulation spectrum spread signal, even if this signal is weak.

SOLUTION: A sample vector formation step is prepared to use at least a reference code $r(x)$, corresponding to a code used for modulation and also to acquire a sample 101 from the received signals for forming sample vectors $p_k(1)-p_k(N)$, together with the correlation steps 102-105 where a correlation function matrixes $C_{x,k}$ are formed from those formed sample vectors, the analysis steps 106-107 where the coherent search matrixes $A_{x,k}$ are formed according to transposition of the correlation function matrixes and a decision step 110, where the frequency deviation of transmitting signals and the phase of the code used for modulation are decided, by using the value of element $a_{x,k}(i, j)$ of the matrixes $A_{x,k}$.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2001-237744

(P2001-237744A)

(43)公開日 平成13年8月31日(2001.8.31)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	予-711-1*(参考)
H 0 4 B 1/707		G 0 1 S 5/14	
G 0 1 S 5/14		H 0 4 L 7/00	C
H 0 4 L 7/00		H 0 4 J 13/00	D

審査請求 未請求 請求項の数35 OL 外国語出願 (全 58 頁)

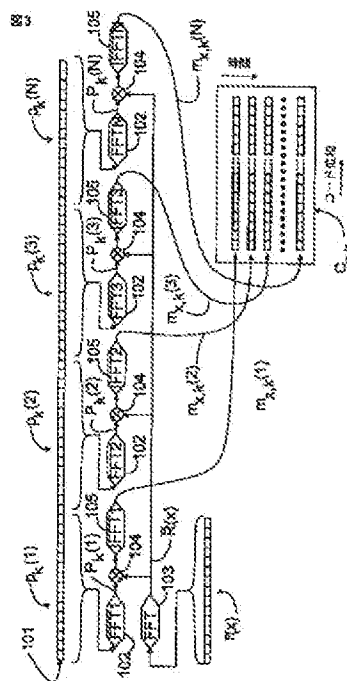
(21)出願番号	特願2000-375929(P2000-375929)	(71)出願人	590005612 ノキア モービル フォーンズ リミティ ド フィンランド国, エプアイエヌ-02150 エスポー, ケイララーデンティエ 4
(22)出願日	平成12年12月11日(2000.12.11)	(72)発明者	イルッカ コントラ フィンランド国, エフイーエン-39160 ユルクイエールピ, パンハ パーサンティ エ 33
(31)優先権主張番号	1 9 9 9 2 6 5 3	(74)代理人	100077517 弁理士 石田 敬 (外4名)
(32)優先日	平成11年12月9日(1999.12.9)		
(33)優先権主張国	フィンランド (F I)		

(54) 【発明の名称】 受信機を同期させる方法、受信機及び電子装置

(57) 【要約】

【課題】 信号が弱くても高速に受信機を送信されたコード変調スペクトラム拡散信号に同期させる方法の実現。

【解決手段】 変調に用いるコードに対応する少なくとも一つの基準コード $r(x)$ を使用し、また受信信号からサンプル 101 を取りサンプル・ベクトル $p_k(1) \sim p_k(N)$ を形成するサンプル・ベクトル形成ステップと、そのベクトルに基づいて相関関数マトリックス $C_{x,x}$ を形成する相関ステップ 102 ~ 105 と、そのマトリックスの転置に基づいてコヒーレント探索マトリックス $A_{x,x}$ を形成する解析ステップ 106、107 と、送信信号の周波数偏移と変調に用いるコードのコード位相をマトリックス $A_{x,x}$ の要素 $a_{x,x}(i, j)$ の値を用いて決定する法定ステップ 110 とを少なくとも含む。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 送信されたコード変調スペクトラム拡散信号と受信機(1)を同期させるための方法において、少なくとも一つの基準コード $r(x)$ が用いられ、変調に用いられるコードに対応している前記基準コード、送信信号の周波数偏移及び変調に用いられるコードのコード位相が決定される方法であって、

サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2), \dots, p_k(N))$ を形成するために受信信号からサンプル(101)が取られるようなサンプル・ベクトル形成ステップと、

前記サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N))$ に基づいて相関関数マトリックス $(C_{x,k})$ を形成するための相関ステップ(102, 103, 104, 105)と、

前記相関関数マトリックス $(C_{x,k})$ の転置に基づいてコヒーレント探索マトリックス $(A_{x,k})$ を形成するための解析ステップ(106, 107)と、周波数偏移及びコード位相が前記コヒーレント探索マトリックス $(A_{x,k})$ の要素の値 $(a_{x,k}(i, j))$ を用いて決定されるような決定ステップ(110)とを具備することを特徴とする受信機を同期させる方法。

【請求項2】 調べられるべき周波数範囲が特定され、該特定された周波数範囲は二つ以上の部分に分割され、前記サンプル・ベクトル形成ステップ、前記相関ステップ及び前記解析ステップが各部分で実行され、前記コヒーレント探索マトリックス $(A_{x,k})$ の要素 $(a_{x,k}(i, j))$ の値が保存され、前記決定ステップは、実行され、かつ前記周波数偏移及びコード位相は、最も大きい値に基づき決定されることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項3】 閾値が特定される方法であって、該閾値を越える前記コヒーレント探索マトリックス $(A_{x,k})$ の要素の値は、前記周波数偏移及び前記コード位相を決定するために前記決定ステップで用いられることを特徴とする請求項1又は2に記載の方法。

【請求項4】 前記サンプル・ベクトル形成ステップ、相関ステップ及び解析ステップは、少なくとも二つのコヒーレント探索マトリックス $(A_{x,k})$ を形成するために繰り返され(108)、かつ加算ステップ(109)もまた実行される方法において、非コヒーレント探索マトリックス (S_x) が、各繰り返して形成されたコヒーレント探索マトリックス $(A_{x,k})$ の対応する要素の値

$(a_{x,k}(i, j))$ を非コヒーレント的に加算することによって形成される方法であって、前記非コヒーレント探索マトリックス (S_x) は、前記周波数偏移及び前記コード位相を決定するために前記決定ステップで用いられることを特徴とする請求項1、2又は3のいずれか一項に記載の方法。

【請求項5】 調べられるべき周波数範囲が特定され、その特定された周波数範囲は、二つ以上の部分に分割され、それにより前記サンプル・ベクトル形成ステップ、前記相関ステップ、前記解析ステップ及び前記加算ステップが各部分で実行され、前記非コヒーレント探索マトリックス (S_x) の要素の値が記憶される方法であって、前記決定ステップは、実行され、かつ前記周波数偏移及びコード位相は、最も大きい値に基づき決定されることを特徴とする請求項4に記載の方法。

【請求項6】 閾値が決定される方法であって、それにより前記閾値を越える前記非コヒーレント探索マトリックス (S_x) の要素の値は、前記周波数偏移及び前記コード位相を決定するために前記決定ステップで用いられることを特徴とする請求項4又は5に記載の方法。

【請求項7】 前記相関関数マトリックス $(C_{x,k})$ が、整合フィルタ(26, 27, 28)を用いて形成されることを特徴とする請求項1から6のいずれか一項に記載の方法。

【請求項8】 前記相関ステップにおいて、前記基準コード $(r(x))$ に対応している反転コードの時間周波数変換 $/R(x)$ 、及び各サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N))$ の時間周波数変換 $P_k(i)$ が実行され、前記反転コードの時間周波数変換 $/R(x)$ と各サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2), \dots, p_k(N))$ の時間周波数変換 $P_k(i)$ との乗算が実行され、周波数時間変換が各乗算結果 $(M_{x,k}(i))$ に関して実行され、かつ相関関数マトリックス $(C_{x,k})$ が乗算結果 $(M_{x,k}(i))$ の周波数時間変換 $(m_{x,k}(i))$ から形成され、そして前記解析ステップにおいて、コヒーレント探索マトリックス $(A_{x,k})$ が前記相関関数マトリックス $(C_{x,k})$ の転置の行に関して時間周波数変換を実行することによって形成されることを特徴とする請求項1から7のいずれか一項に記載の方法。

【請求項9】

【外1】

前記相関ステップにおいて、前記基準コード $(r(x))$ の時間周波数変換 $(R(x))$ 、及び各サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N))$ に対応している反転ベクトルの時間周波数変換 $(\bar{P}_k(i))$ が実行され、前記基準コード $(r(x))$ の時間周波数変換 $(R(x))$ と各サンプル・ベクトル $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$ の反転ベクトルの時間周波数変換 $(\bar{P}_k(i))$ との乗算が実行され、周波数時間変換が各乗算結果 $(M_{x,k}(i))$ に関して実行され、かつ相関関数マトリックス $(C_{x,k})$ が前記乗算結果 $(M_{x,k}(i))$ の周波数時間変換 $(m_{x,k}(i))$ から形成され、そして

前記解析ステップにおいて、コヒーレント探索マトリックス $(A_{x,k})$ が前記相関関数マトリックス $(C_{x,k})$ の転置の行に関して時間周波数変換を実行することによって形成されることを特徴とする請求項1から7のいずれか一項に記載の方法。

【請求項10】 前記相関ステップにおいて、前記基準コード $(r(x))$ の時間周波数変換 $(R(x))$ 、及び各サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N))$ の時間周波数変換 $(P_k(i))$ が形成され、複素共役 $(R^*(x))$ が前記基準コード $(r(x))$ の時間周波数変換 $(R(x))$ から形成され、前記複素共役と各サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2), \dots p_k(N))$ の時間周波数変換 $(P_k(i))$ との乗算が実行され、周波数時間変換が各乗算結果 $(M_{x,k}(i))$ に関して実行され、かつ相関関数マトリックス $(C_{x,k})$ が前記乗算結果 $(M_{x,k}(i))$ の周波数時間変換 $(m_{x,k}(i))$ から形成され、そして前記解析ステップにおいてコヒーレント探索マトリックス $(A_{x,k})$ が前記相関関数マトリックス $(C_{x,k})$ の転置の行に関して時間周波数変換を実行することによって形成されることを特徴とする請求項1から7のいずれか一項に記載の方法。

【請求項11】 前記相関ステップにおいて、前記基準コード $(r(x))$ の時間周波数変換 $(R(x))$ 、及び各サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2), \dots p_k(N))$ の時間周波数変換 $(R(x))$ が形成され、複素共役 $P_k^*(i)$ が各サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N))$ の時間周波数変換 $(P_k(i))$ から形成され、前記複素共役と前記基準コード $(r(x))$ の時間周波数変換 $(R(x))$ との乗算が実行され、周波数時間変換が各乗算結果 $(M_{x,k}(i))$ に関して実行され、かつ相関関数マトリックス $(C_{x,k})$ が乗算結果 $(M_{x,k}(i))$ の周波数時間変換 $(m_{x,k}(i))$ から形成され、そして前記解析ステップにおいてコヒーレント探索マトリックス $(A_{x,k})$ が前記相関関数マトリックス $(C_{x,k})$ の転置の行に関して時間周波数変換を実行することによって形成されることを特徴とする請求項1から7のいずれか一項に記載の方法。

【請求項12】 前記時間周波数変換がフーリエ変換で

あり、前記周波数時間変換は逆フーリエ変換であることを特徴とする請求項8から11のいずれか一項に記載の方法。

【請求項13】 前記コヒーレント探索マトリックス $(A_{x,k})$ の要素 $(a_{x,k}(i, j))$ の絶対値が前記決定ステップ(110)で用いられることを特徴とする請求項1から12のいずれか一項に記載の方法。

【請求項14】 前記コヒーレント探索マトリックス $(A_{x,k})$ の要素 $(a_{x,k}(i, j))$ の絶対値の自乗値が前記決定ステップ(110)で用いられることを特徴とする請求項13に記載の方法。

【請求項15】 前記受信機(1)の位置が決定されかつ位置情報が記憶される方法において、調べられるべき周波数範囲が特定され、かつ周波数偏移の調査を開始するための初期周波数が、前記受信機(1)に記憶された位置情報を用いて前記周波数範囲から選択されることを特徴とする請求項1から14のいずれか一項に記載の方法。

【請求項16】 二つ以上の衛星によって送信されたスペクトラム拡散変調信号が受信機(1)で受信される方法において、前記サンプル・ベクトル形成ステップ、相関ステップ、解析ステップ及び決定ステップが、前記衛星のそれぞれによって送信された信号に関して実行されることを特徴とする請求項1から15のいずれか一項に記載の方法。

【請求項17】 送信されたコード変調スペクトラム拡散信号と受信機(1)を同期させるための同期手段を少なくとも備えている受信機において、基準コード $(r(x))$ が変調で用いるコードに対応している、同期に関して少なくとも一つの基準コードを用いる手段と、変調で用いられるコードの周波数偏移及びコード位相を決定する手段とを有している受信機であって、受信信号からサンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N))$ を形成するためのサンプル・ベクトル形成手段(12, 16)と、

前記サンプル・ベクトル ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) に基づいて相関関数マトリックス ($C_{x,k}$) を形成するための相関手段 (6, FFT1, FFT2...FFT_N) と、

前記相関関数マトリックス ($C_{x,k}$) に基づいてコヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) を形成するための解析手段 (8, 12) と、

前記コヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) の要素 ($a_{x,k}(i, j)$) の値を用いて前記周波数偏移及びコード位相を決定するための決定手段とをさらに備えていることを特徴とする受信機。

【請求項18】 調べられるべき周波数範囲を特定するための手段 (17) と、

前記特定された周波数範囲を二つ以上の部分に分割する手段 (5, 8, 9) とであって、

サンプル・ベクトルの形成、相関関数マトリックス ($C_{x,k}$) の形成及びコヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) の形成は、各部分で実行されるように構成され、

前記コヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) の要素 ($a_{x,k}(i, j)$) の値を保存するための手段 (16) と、最も大きい値に基づき前記周波数偏移及びコード位相を決定する手段 (15) とを備えていることを特徴とする請求項17に記載の受信機。

【請求項19】 閾値を特定する手段と、前記周波数偏移及び前記コード位相を決定するために前記閾値と前記コヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) の値とを比較する手段とを備えていることを特徴とする請求項17又は18に記載の受信機。

【請求項20】 前記サンプル・ベクトルの形成、前記相関関数マトリックス ($C_{x,k}$) の形成及びコヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) の形成は、少なくとも二つのコヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) を形成するために繰り返されるべく構成される受信機 (1) において、

各繰り返して形成されたコヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) の対応する要素の値 ($a_{x,k}(i, j)$) を非コヒーレント的に加算することによって非コヒーレント探索マトリックス (S_k) を形成する加算手段を備える受信機 (1) であって、前記非コヒーレント探索マトリックス (S_k) を用いて前記周波数偏移及び前記コード位相を決定する手段をも備えていることを特徴とする請求項17, 18又は19のいずれか一項に記載の受信機。

【請求項21】 調べられるべき周波数範囲を特定するための手段 (17) と、

その特定された周波数範囲を二つ以上の部分に分割する手段 (5, 8, 9) とであって、

前記サンプル・ベクトルの形成、前記相関関数マトリックス ($C_{x,k}$) の形成、前記コヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) の形成及び非コヒーレント探索マトリックス (S_k) へのコヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) の加算が各部分で実行されるように構成され、

前記非コヒーレント探索マトリックス (S_k) の要素の値を保存するための手段 (16) と、最も大きい値に基づき前記周波数偏移及びコード位相を決定する手段 (15) とを備えていることを特徴とする請求項17に記載の受信機。

【請求項22】 前記閾値を特定する手段 (15) と、前記周波数偏移及び前記コード位相を決定するために前記閾値と前記非コヒーレント探索マトリックス (S_k) の値とを比較する手段 (15) とを備えていることを特徴とする請求項21に記載の受信機。

【請求項23】 相関関数マトリックス ($C_{x,k}$) を形成するための少なくとも一つの整合フィルタ (26, 27, 28) を備えていることを特徴とする請求項17から22のいずれか一項に記載の受信機。

【請求項24】 前記相関手段は、前記基準コード ($r(x)$) に対応している反転コードの時間周波数変換 ($\angle R(x)$) を形成する手段 (16) と、各サンプル・ベクトル ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) の時間周波数変換 ($P_k(i)$) を形成する手段と、前記反転コードの時間周波数変換 ($\angle R(x)$) と各サンプル・ベクトル ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) の時間周波数変換 ($P_k(i)$) との乗算を実行する手段 (15) と、各乗算結果 ($M_{x,k}(i)$) に関して周波数時間変換を実行する手段 (15) と、前記乗算結果 ($M_{x,k}(i)$) の周波数時間変換 ($m_{x,k}(i)$) から相関関数マトリックス ($C_{x,k}$) を形成する手段 (15) とを備え、かつ前記解析手段は、前記相関関数マトリックス ($C_{x,k}$) の転置の行に関して時間周波数変換を実行することによってコヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) を形成する手段 (15) を備えていることを特徴とする請求項17から23のいずれか一項に記載の受信機。

【請求項25】

【外2】

前記相関手段は、前記基準コード $(r(x))$ の時間周波数変換 $(R(x))$ を形成する手段 (16) と、各サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2), \dots, p_k(N))$ に対応している反転ベクトルの時間周波数変換 $(\bar{p}_k(i))$ を形成する手段と、前記基準コード $(r(x))$ の時間周波数変換 $(R(x))$ と各サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2), \dots, p_k(N))$ の反転ベクトルの時間周波数変換 $(\bar{p}_k(i))$ との乗算を実行する手段 (15) と、各乗算結果 $(M_{k,x}(i))$ に関して周波数時間変換を実行する手段 (15) と、乗算結果 $(M_{k,x}(i))$ の周波数時間変換 $(m_{k,x}(i))$ から相関関数マトリックス $(C_{k,x})$ を形成する手段 (15) とを備え、かつ

前記解析手段は、前記相関関数マトリックス (1) の転置の行に関して時間周波数変換を実行することによってコヒーレント探索マトリックス (1) を形成する手段 (15) を備えていることを特徴とする請求項 17 から 23 のいずれか一項に記載の受信機。

【請求項 26】 前記相関手段は、前記基準コード $(r(x))$ の時間周波数変換 $(R(x))$ の複素共役 $(R^*(x))$ を形成する手段 (16) と、各サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2), \dots, p_k(N))$ の時間周波数変換 (1) を形成する手段と、前記基準コード $(r(x))$ の時間周波数変換の前記複素共役 $(R^*(x))$ と各サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2), \dots, p_k(N))$ の時間周波数変換 (1) との乗算を実行する手段 (15) と、各乗算結果 $(M_{k,x}(i))$ に関して周波数時間変換を実行する手段 (15) と、乗算結果 $(M_{k,x}(i))$ の周波数時間変換 $(m_{k,x}(i))$ から相関関数マトリックス (1) を形成する手段とを備え、そして前記解析手段は、前記相関関数マトリックス (1) の転置の行に関して時間周波数変換を実行することによってコヒーレント探索マトリックス (1) を形成する手段 (15) を備えていることを特徴とする請求項 17 から 23 のいずれか一項に記載の受信機。

【請求項 27】 前記相関手段は、各サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2), \dots, p_k(N))$ の時間周波数変換 (1) の複素共役 (1) を形成する手段 (16) と、基準コード $(r(x))$ の時間周波数変換 $R(x)$ を形成する手段と、各サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2), \dots, p_k(N))$ の時間周波数変換の前記複素共役 (1) と前記基準コード $(r(x))$ の前記時間周波数変換 $(R(x))$ との乗算を実行する手段 (15) と、各乗算結果 $(M_{k,x}(i))$ に関して周波数時間変換を実行する手段 (15) と、前記乗算結果 $(M_{k,x}(i))$ の周波数時間変換 $(m_{k,x}(i))$ から相関関数マトリックス (1) を形成する手段 (15) とを備え、そして前記解析手段 (15) は、前記相関関数マトリックス (1) の転置の行に関して時間周波数変換を実行することによってコヒーレント探索マトリックス (1) を形成する手段 (15) を備えていることを特徴とする請求項 17 から 23 のいずれか一項に記載の受信機。

3 のいずれか一項に記載の受信機。

【請求項 28】 前記時間周波数変換がフーリエ変換であり、前記周波数時間変換は逆フーリエ変換であることを特徴とする請求項 24 から 27 のいずれか一項に記載の受信機。

【請求項 29】 前記コヒーレント探索マトリックス (1) の要素 (1) の絶対値が前記決定手段で用いられることを特徴とする請求項 17 から 28 のいずれか一項に記載の受信機。

【請求項 30】 前記コヒーレント探索マトリックス (1) の要素 (1) の絶対値の自乗値が前記決定手段で用いられることを特徴とする請求項 17 から 29 のいずれか一項に記載の受信機。

【請求項 31】 受信機 (1) の位置を決定する手段 (14, 15, 17) と位置情報を記憶する手段 (18) とを備えている受信機 (1) であって、調べられるべき周波数範囲を特定する手段 (17) と、前記周波数範囲の調査を開始するために前記周波数範囲の初期周波数を、前記受信機 (1) に記憶された位置情報に基づき選択する手段 (17, 22, 23) とを備えていることを特徴とする請求項 17 から 30 のいずれか一項に記載の受信機。

【請求項 32】 少なくとも測位受信機 (1) と、前記測位受信機 (1) を送信されたコード変調スペクトラム拡張信号に同期させるための同期手段とを備えた電子装置 (24) において、前記測位受信機 (1) は、同期に関連して少なくとも一つの基準コード $(r(x))$ を用いる手段 (16) を有し、前記基準コード $(r(x))$ は、変調で用いるコードに対応している電子装置 (24) であって、送信信号の周波数偏移及び変調で用いられるコードのコード位相を決定する手段 (15) を備えており、さらに、

受信信号からサンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2), \dots, p_k(N))$ を形成する手段 (15) を備えていることを特徴とする請求項 17 から 23 のいずれか一項に記載の受信機。

$p_k(2) \dots p_k(N)$ を形成するためのサンプル・ベクトル形成手段(12, 16)と、

前記サンプル・ベクトル($p_k(1), p_k(2), \dots, p_k(N)$)に基づいて相関関数マトリックス($C_{x,k}$)を形成するための相関手段(6, FFT1, FFT2...FFT N)と、

前記相関関数マトリックス($C_{x,k}$)に基づいてコヒーレント探索マトリックス($A_{x,k}$)を形成するための解析手段(6, 12)と、

前記コヒーレント探索マトリックス($A_{x,k}$)の要素($a_{x,k}(i, j)$)の値を用いて前記周波数偏移及びコード位相を決定するための決定手段(7, 17)とを備えていることを特徴とする電子装置。

【請求項33】 電子装置(24)の位置を決定する手段(14, 15, 17)と位置情報を記憶する手段(18)とを備えている電子装置(24)であって、調べられるべき周波数範囲を特定する手段(17)と、前記周波数偏移の調査を開始するために前記周波数範囲の初期周波数を、前記受信機(1)に記憶された位置情報に基づき選択する手段(17, 22, 23)とを備えていることを特徴とする請求項32に記載の電子装置。

【請求項34】 移動電話動作を実行する手段も備えていることを特徴とする請求項32又は33に記載の電子装置。

【請求項35】 移動通信ネットワークへのデータ転送接続を確立する手段(22, 23)を備えた電子装置(24)であって、前記電子装置(24)の位置を決定する手段が、前記移動通信ネットワークから位置決定に用いる情報を検索する手段(22, 23)を備えていることを特徴とする請求項34に記載の電子装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、受信機を同期させるための請求項1の前提部分による方法、請求項17の前提部分による受信機及び請求項34による電子装置に関する。

【0002】

【従来の技術】GPSシステム(全世界測位システム)は、その内の最大12の衛星が受信機に同時に見える、30以上の衛星を備えている、よく知られた測位システムである。これらの衛星は、衛星時計及びそのGPS時間との関係を記述する衛星軌道情報(Ephemeris)データ及びクロック・データ・パラメータのような、様々な情報を送信する。通常、測位に用いる受信機は、測位システムの複数の衛星から受信機に同時に送信された信号の移動時間を計算することによってその位置を決定する。その位置を決定するために、受信機は、位置を計算できるようにするために少なくとも4つの可視衛星の信号を典型的には受信しなければならない。

【0003】GPSシステムの各使用できる衛星は、1

575、42MHzの搬送周波数で通称L1信号を送信する。また、この周波数は、154 f_0 としても示され、ここで $f_0=10.23$ MHzである。更に衛星は、1227、6MHzの搬送周波数、即ち120 f_0 でL2信号を送信する。衛星では、これらの信号は、少なくとも一つの擬似ランダムシーケンスで変調される。各衛星は異なる擬似ランダム・シーケンスを有する。変調の結果、符号変調された広帯域信号が形成される。この変調技術は、送信に用いられる搬送周波数が実質的に同じであるという事実にもかかわらず、異なる衛星によって送信された信号を受信機に識別させることを可能にする。この変調技術は、符号分割多元接続(CDMA)と呼ばれている。L1信号の変調のために各衛星で用いられる擬似ランダムシーケンスの一つは、それは通称C/Aコード(粗/捕捉コード(Coarse/Acquisition))であり、通称Goldコード(Gold code)である。各GPS衛星は、独自のC/Aコードを用いて信号を送信する。コードは、二つの1023ビット2進シーケンスの排他的論理和演算として形成される。第1の2進シーケンスG1は、多項式 $X^{10} + X^3 + 1$ を用いて形成され、第2の2進シーケンスG2は、各衛星が異なる遅延を有するように多項式 $X^{10} + X^9 + X^8 + X^7 + X^6 + X^5 + X^4 + 1$ を遅らせることによって形成される。この構成は、同様なコード発生器で異なるC/Aコードの発生を可能にする。C/Aコードは、2進コードであり、GPSシステムにおけるそのチップ・レートは、1.023MHzである。C/Aコードは、1023のチップを備え、それは、コードの繰返し時間が1ミリ秒(ms)であるということの意味する。L1信号の搬送波は、50ビット/秒(bps)のビット・レートでナビゲーション情報により更に変調される。ナビゲーション情報は、衛星の“健康(health)”, その軌道及びクロック・データ・パラメータ、等についての情報を備えている。GPSシステムの各衛星は、例えば原子時計によってローカル・タイムを維持する。

【0004】動作中、衛星は、動作中のそれらの装置の状態を監視する。例えば、衛星は、装置の障害を検出しかつそれらについての通知を提供するために通称ウォッチドッグ機能を用いることができる。エラー及び誤動作は、その性質において瞬間または長期的のいずれかでありうる。健康情報に基づき、エラーの中のあるものをなんとか補償することができるか、又は誤動作している衛星によって送信された情報を完全に無視することができる。更に、4つよりも多い衛星の信号を受信できるような状況では、異なる衛星から受信した情報を健康情報に基づき異なる方法で重み付けすることができる。それゆえに、信頼できないように思える衛星が計測でもたらしうるエラーを最小化することが可能である。

【0005】衛星信号を検出しかつ衛星を識別するために、受信機は、受信機が信号で送信されたデータを受信

しかつ復調できるように各衛星の信号を探索しかつ信号と同期することを試みるような、同期動作を行わなければならない。従来技術の受信機では、この同期動作に必要な時間は、受信信号の強度にとりわけ依存する。典型的には、受信すべき信号が弱ければ弱い程、可能な信号を検出するために探索スペース（相関／周波数）の各要素をより長く積分しなければならない。典型的には屋外使用用に設計された、従来技術のGPS受信機では、受信信号が相対的に強いならば、例えば-120から-130dBmの範囲にあるならば、衛星信号との同期は、数十秒又は数分かかる。しかしながら、測位が室内又は受信信号が地域の建物又は他の障害物によって減衰されるような場所で行われるならば、同期時間は、かなり増大する。室内での信号強度は典型的には、おおよそ-150dBmであり、それにより逐次探索を用いる同期に必要な時間は、数時間である。この時間は、適切な測位を行うためには明らかに長すぎる。図2(a)は、例として、衛星から送信されたCDMA信号を示し、対応的に、図2(b)は、それが受信機に到達した場合のこの送信信号を示す。受信される信号は、送信リンクでかなり減衰され、かつそれは、累積ノイズを含む。

【0006】測位受信機は、例えば、受信機がオンに切替えられた場合で、かつまた受信機が長い時間にわたり衛星の信号を受信することができていない状況でもまた、同期を行わなければならない。このような状況は、例えば、装置が移動しかつ衛星に関して装置のアンテナが必ずしも最適な位置にはなく、受信機に到達する信号の強度を弱めるので、移動装置において容易に起こりうる。都市圏では、建物もまた受信信号に影響を及ぼし、更に、送信信号が例えば、衛星から一直線に（見通し内）そして建物から反射されて、複数の異なるルートを通じて受信機に到達するような、いわゆるマルチパス伝搬を生じうる。このマルチパス伝搬の結果として、同じ信号が異なる位相で複数の信号として受信される。

【0007】測位システムは、次の二つの主機能を有する。

1. 異なるGPS衛星に対する受信機の擬似距離を計算すること。
2. 算出された擬似距離及び衛星測位情報を用いて受信機の位置を決定すること。与えられたどのような時間においても衛星測位情報を衛星から受信した衛星軌道情報データ及び時間修正情報に基づき計算することができる。

【0008】衛星までの距離は、時間が受信機では正確に分からないので、擬似距離と称される。その場合には、位置及び時間の決定は、時間の充分な精度及び位置の充分な精度が達成されるまで、繰り返される。時間は、絶対精度で知られないので、位置及び時間を、それぞれの新しい繰り返しに対して一組の式を線形化することによって決定しなければならない。

【0009】擬似距離の計算は、異なる衛星信号の平均見掛け移動時間(average apparent transit times)を計測することによって行うことができる。受信機が受信信号と同期した後、信号で送信された情報を復調する。ほとんど全ての既知のGPS受信機は、距離を計算するために相関方法を用いる。異なる衛星の擬似ランダムシーケンスは、測位受信機において記憶されるか局所的に生成される。ダウン・コンバージョン(down conversion)は、受信信号で行われ、その後、受信機は、記憶された（又は局所的に生成された）擬似ランダムシーケンスと受信信号を乗算する。乗算の結果として形成された信号は、積分、即ちローパスフィルタリングされ、それにより、結果は、受信信号が衛星によって送信された信号を含むかどうかを示す。受信機で実行される乗算は、毎回受信機に保存された擬似ランダムシーケンスの位相が偏移されるように繰り返される。正しい位相は、好ましくは、相関結果が最も高い場合には、正しい位相が見出されているような方法で相関結果から推測される。このようにして、受信機は、受信信号と正確に同期化される。

【0010】コードとの同期が行われた後、周波数は、微同調されかつ位相同期が実行される。また、相関結果はGPS信号で送信された情報を明らかにし、このことは、それが復調信号であるということ意味する。上記同期及び周波数調整処理は、受信機で受信した各衛星信号に対して繰り返されなければならない。従って、この処理は、特に受信信号が弱いような状況において多くの時間を費やす。ある従来技術の受信機では、この処理を加速するためにいくつかの相関器が用いられ、それにより同時により多くの相関ピークを探索することができる。実際のアプリケーションでは、相関器の数を単に増大することだけでは同期及び周波数調整処理を大幅に加速することは可能ではない。それは、この数を無限に増大することができないからである。

【0011】ある従来技術のGPS受信機は、通常の相関器に関して受信GPS信号のドップラー偏移を決定するためにFFT技術を用いる。これらの受信機では、相関は、受信信号の帯域幅を10kHz～30kHzに低減するために用いられる。この狭帯域信号は、搬送周波数を決定するためにFFTアルゴリズムを用いて解析される。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】GPS受信機及びGPS信号を処理するための方法は、国際特許出願WO 97/14057に示されている。主として、これの公告に示されている受信機は、二つの別個の受信機を備えており、その内の第1の受信機は、受信信号強度が充分であるような状況での使用が意図され、第2の受信機は、受信信号強度が第1の受信機を用いて位置の十分に正確な決定を行うには不十分であるような状況での使用が意図されている。第2の受信機では、受信信号は、ディジ

タル化されかつメモリ手段に記憶され、それによりこれらの記憶された信号は、ディジタル信号処理部で後で処理される。ディジタル信号処理部は、受信した、ディジタル化された信号に畳み込み動作を行う。これらの畳み込み動作の目的は、擬似距離を計算することである。メモリ手段に記憶されるコードシーケンス（PMフレーム）の数は、100ミリ秒から1秒の長さを有する信号に対応する、典型的には100から1000の範囲である。この後、調べられる衛星のコードに対応する記憶されたコードが受信信号の解析に用いられる受信機のメモリから検索される。

【0013】また、ドップラー偏移は、受信機で取り除かれる。ドップラー偏移の大きさは、第1の受信機を用いて又はGPSシステムの基地局から受信した情報に基づき決定される。この後、連続するフレームが、コヒーレントに加算される。高速フーリエ変換がこの加算の結果として生成されたデータセットで実行される。乗算は、メモリ手段に記憶された基準信号のフーリエ変換の複素共役を用いて、フーリエ変換結果で実行される。逆フーリエ変換が、この乗算の結果で更に実行され、それにより多数の相関結果が受信される。そこで、この公告では、相関は、フーリエ変換によって置換され、それにより計算の数が低減される。明細書によれば、その方法は、その特許を出願した時点において知られていた解決策と比較して10から100の係数で測位を加速する。

【0014】本発明の目的は、信号が弱くても、従来技術の受信機におけるよりも実質的に速く送信信号との同期を実行することができるような受信機を提供することにある。本発明は、測位受信機、並びに受信機がスペクトラム拡散信号と同期しなければならないような、他の受信機、より好適にはCDMA受信機における使用に対して特に適する。

【0015】

【課題を解決するための手段】本発明は、高速フーリエ変換のような、畳み込み及び時間周波数変換の周波数解析特性をより効率的に利用するという考えに基づくものであり、それによりフーリエ変換を採用する従来技術における解決策よりもさらに多くの量の情報を同時に調べることができる。本発明による方法は、請求項1の特徴部分に示されるようなことを特徴とする。本発明による受信機は、請求項17の特徴部分に示されるようなことを特徴とする。本発明による電子装置は、請求項32の特徴部分に示されるようなことを特徴とする。

【0016】本発明は、従来技術の方法及び受信機と比較してかなりの利点を提供する。特に、測位受信機では、本発明による方法は、受信機を受信信号とより速く同期させることができる。このようにして、例えば、信号の伝搬経路を実質的に減衰する障害物が存在する室内或いは都市圏のように、受信信号が弱いような状況でも、測位をより速く実行することができる。本発明によ

る方法は、従来技術の方法と比較した場合に同期スピードにおける実質的な改良を提供する。本発明による受信機は、比較的少ない数の成分を用いて実現でき、かつ全体のエネルギー消費を適当なレベルに維持することができ、それにより本発明は、携帯装置に用いることに特に適する。それゆえに、また、測位受信機を移動局と関連して実現することができる。

【0017】以下、添付した図面を参照して本発明をより詳細に説明する。

【0018】

【発明の実施の形態】図1に示す受信機1では、受信信号は、変換器ブロック2において中間周波数に変換されるのが好ましい。よく知られているように、このステップでは、信号は、その間に90°の位相差が存在する二つの成分、I及びQを備えている。これら中間周波数に変換されたアナログ信号成分は、ディジタル化ブロック3でディジタル化されかつ乗算器ブロック4に導かれる。乗算器ブロック4では、ディジタル化信号のI及びQ成分は、数値制御発振器(NCO)5によって発生された信号と乗算される。数値制御発振器信号は、ドップラー偏移によってもたらされる周波数差及び受信機1の局所発振器(図示省略)の周波数差を修正することを意図する。また、数値制御発振器5は、この明細書において後述するように、本発明による方法に関しても用いられる。乗算器ブロック4によって形成された信号は、本発明による方法が適用される、同期ブロック6に導かれる。同期ブロック6は、同期の後に実行される動作で用いられる衛星のコード位相及び周波数偏差を見出すことを試みる。これもまたこの明細書において後述する。同期中、制御ブロック7は、必要に応じて数値制御発振器5の周波数を調整する走査ブロック8を制御する。制御ブロック7は、第1のスイッチ9に同期中に走査ブロック8によって形成された信号を数値制御発振器5に接続させるか或いは同期が達成されたときにコード追跡ブロック11によって形成された制御信号を数値制御発振器5に接続させる。第2のスイッチ10は、コード追跡ブロック11の動作を制御するために用いられる。コード追跡ブロック11は、よく知られているコード位相同期ループ及び搬送波位相同期ループ(図示省略)の一部を形成する。

【0019】動作電圧をオンに切替えた後、又は受信機1が長時間にわたりGPS衛星信号を受信できなくなったような状況では、受信した各衛星信号に対して二次元探索ステップが受信機1で実行される。二次元探索の目的は、各衛星の搬送波周波数及びコード位相を決定することである。搬送波周波数は、衛星の移動及び受信機の局所発振器の精度不足の結果として生じるドップラー偏移によって影響を受ける。周波数精度不足は、かなり大きく $\pm 6 \text{ kHz}$ ぐらいでありうるが、そのような場合には受信機は、実際の送信周波数($f_1=1575.42 \text{ MHz}$)

2) に関して約12 kHzの周波数範囲を探索しなければならない。受信機1は、正確なコード位相も知らないが、それにより受信機は1023の可能なコード位相からコード位相をも決定しなければならない。これは、12 kHzの範囲の周波数偏差及び1023の異なるコード位相からコード位相が探索されるような、二次元探索処理を結果としてもたらす。本発明の好ましい実施例による方法では、一度に約500 Hzの周波数範囲を調べることが可能であり、これにより、その方法は調べるべき12 kHzの全ての周波数範囲を網羅するために、必要ならば24回繰り返される。明らかに、この明細書で用いられる値は、本発明を明確化する例としてのみ役立つが、しかしその限界を構成するものではない。また本発明は、GPSシステム以外のシステムにも適用することができ、そのような場合には周波数値、コード位相及びコードの数を減らすことができる。

【0020】以下、図1による受信機1における本発明の好ましい実施例による方法の動作を説明する。同期を開始するために、走査ブロック8は、受信機が、この例では1575、414 MHz〜1575、4145 MHzである周波数範囲の最も低い周波数を好適には受信するように数値制御発振器5の周波数を設定する。また、受信機は、それが以前に決定された位置情報及び/又は暦情報を利用するような方法で開始周波数を特定することもでき、それにより測位を更に加速することができる。受信信号のサンプルは、この好ましい実施例ではそれぞれが1023のサンプルを有する好ましくは複素サンプル・ベクトル $p_k(1)$ 、 $p_k(2)$ 、 \dots 、 $p_k(N)$ としてサンプル・ベクトル形成ブロック12に保存される。この好ましい実施例では、サンプルがサンプル・ベクトル形成ブロック12に保存されるレートは、チップのチップ・レートと実質的に同じであり、毎秒約1023000サンプルである。サンプル・ベクトルは、連続であり一つのサンプル・ベクトルは、別のサンプル・ベクトルの後に一時的に継続する、即ち、前のサンプル・ベクトルの最後のサンプルと、次のサンプル・ベクトルの最初のサンプルとの間の時間差がサンプル・ベクトルの引き続くサンプル間の時間差と実質的に同じである。そこで、1023のサンプルは、1ミリ秒の信号に相当し、それは一部が利用できる1 kHzの周波数範囲に対応する。サンプル・ベクトル形成ステップは、*

$$P_k(i) = FFT(p_k(i))$$

これは、図3でブロックFFT1、FFT2、 \dots 、FFT N で示されている。実際には、計算で用いられる値の数は1024であるのが好ましい。なぜならば1023の値が用いられる場合よりも(FFTアルゴリズムで)更に効率よく実際のアプリケーションで離散フーリエ変換を実現することができるからである。これを行う

* 図3の参照番号101で示される。

【0021】サンプル・ベクトルの数は、好ましくは N であり、ここで N は、好ましくは2の累乗である。更に、本発明の好ましい実施例では、サンプル・ベクトルの形成は、この明細書において後述されるように、 K 回繰り返される。以下、下つき文字 k は、異なる繰返しを示すために用いられる。サンプル・ベクトル $p_k(1)$ 、 $p_k(2)$ 、 \dots 、 $p_k(N)$ の数字 N を規定する場合、GPSシステムでは、信号は、2相位相変調として50ビット/秒のビット・レートの情報で変調されることが考慮しなければならない。サンプル・ベクトル $p_k(1)$ 、 $p_k(2)$ 、 \dots 、 $p_k(N)$ の数字 N を制限する別の要因は、受信機の局所発振器の周波数安定度である。

【0022】サンプル・ベクトル形成ステップに加えて、本発明による同期方法は相関関数マトリックスが形成されるような相関ステップも備えている。相関ステップは、サンプリング中に、又は N のサンプル・ベクトル $p_k(1)$ 、 $p_k(2)$ 、 \dots 、 $p_k(N)$ が形成された後に、既に部分的に実行することができる。相関ステップが、例えば、高速フーリエ変換(FFT)のような、時間周波数変換がそれが保存された後で各サンプル・ベクトルに対して計算されるような方法で実行される場合には、全ての N サンプル・ベクトル $p_k(1)$ 、 $p_k(2)$ 、 \dots 、 $p_k(N)$ に対して同じ時間周波数変換子を用いることができる。他方、 N サンプル・ベクトルが保存された後で相関ステップが実行される場合には、各サンプル・ベクトルに対して個別の時間周波数変換子を用いなければならないか、又は同じ時間周波数変換子を連続的に用いて異なるサンプル・ベクトルに対して時間周波数変換を実行する。図3は、サンプル・ベクトル $p_k(1)$ 、 $p_k(2)$ 、 \dots 、 $p_k(N)$ から相関関数マトリックス $C_{x,k}$ が形成されるような方法の相関ステップを示す。フーリエ変換はこの明細書を通じて時間周波数変換の例として主に用いられ、かつ逆フーリエ変換は逆変換の例、即ち周波数時間変換として用いられるけれども、この発明はこれらの例に限定されないということは明らかである。

【0023】離散フーリエ変換102、最も好ましくは高速フーリエ変換、FFTは各サンプル・ベクトル $p_k(1)$ 、 $p_k(2)$ 、 \dots 、 $p_k(N)$ で実行される。ここで $i=1, \dots, N$ (1) 一つの方法は、1024番目の要素として余分なゼロを追加することである。これは、変換結果にあまり影響を与えない。

【0024】
【外3】

一つの方法は、1024番目の要素として余分なゼロを追加することである。これは、変換結果にあまり影響を与えない。

GPSシステムの全ての衛星のC/Aコードに対応している基準コード $r(x)$ は、受信機に記憶されるのが好ましく、ここにおいて x は衛星識別子を示し、また例えば1~36の範囲である。基準コードを記憶することは必要ではないが、しかしそれらを受信機でも発生することができる。相關ステップでは、ある特定の時間に受信機が同期される信号を送信している衛星の基準コードは、選択されるか又は発生される。基準コードは、一時的に反転される。離散フーリエ変換103、最も好ましくは高速フーリエ変換(FFT)は、図3で $r(x)$ (これ以降の文中、 $\bar{r}(x)$ の代りに $r(x)$ と表記する)によって示される、反転基準コードで実行される。

【0025】

【数1】

$$\bar{R}(x) = \text{FFT}[\bar{r}(x)]$$

(2)

*FFT変換は、予め受信機のメモリ手段に保存されうるか、又は同期処理に関連して基準コード $r(x)$ から形成される。

【0027】

【0026】逆基準コード $r(x)$ 及び/又はそのF* 【外4】

相關ステップの次のステップでは、乗算104が各サンプル・ベクトル $p_k(i)$ に対するフーリエ変換結果 $P_k(i)$ と反転基準コード $r(x)$ のフーリエ変換 $\bar{R}(x)$ (これ以降の文中、 $\bar{R}(x)$ の代りに $R(x)$ と表記する)との間で実行される。

【0028】

【数2】

$$M_{x,k}(i) = \bar{R}(x) \cdot P_k(i)$$

(3)

※結果で実行され、それにより結果は基準コード $r(x)$ と全ての可能な整数遅延(1023)を有する受信信号との相互相関である。

【0029】逆フーリエ変換105は、これらの乗算の※

$$m_{x,k}(i) = \text{IFFT}(M_{x,k}(i))$$

(4)

この結果は、時間領域信号の畳み込みのフーリエ変換がフーリエ変換された信号の乗算に対応する、即ち周波数領域に変換された時間領域信号であるという事実に基づく。反転基準コードも用いる場合には、フーリエ変換を用いて高速離散時間相関を実行することができる。そこで、この好ましい例では、相互相関結果は、1023の★

★要素を備えている。行の数がサンプル・ベクトルの数 N であるような、相関関数マトリックス $C_{x,k}$ を形成するために様々なサンプル・ベクトル $p_k(i)$ から形成された相互相関結果 $m_{x,k}$ を用いる。

【0030】

【外5】

基準コードの一時的反転の代わりに、サンプル・ベクトル $p_k(i)$ から反転サンプル・ベクトル $\bar{p}_k(i)$ を形成することが可能であるという事は、明らかであり、その場合には、基準コード $r(x)$ が直接的に用いられかつ反転サンプル・ベクトルは、上記に示した計算に用いられる。好ましい実施例では、上記した反転のいずれをも実行することを必要としないが、しかし基準コード $r(x)$ 及びサンプル・ベクトル $p_k(i)$ をそのように用いることもできる。これは、二つの時間離散関数 z_1, z_2 間の相互相関 $\text{corr}(z_1, z_2)$ を周波数領域変換関数の周波数時間変換により形成することができることを示す、相関定理の特性を用いることに基づくものである。これ、以下の式によって示すことができる。

【0031】

$$\text{corr}(z_1, z_2) \propto \text{IFFT}(Z_1^* \cdot Z_2)$$

(5)

そこで、本発明の好ましい実施例では、サンプル・ベクトル $p_k(i)$ のフーリエ変換 $P_k(i)$ 及び基準コード $r(x)$ のフーリエ変換 $\bar{R}(x)$ を形成するためにサン

ーリエ変換（最も適するの高速フーリエ変換FFT）を実行し、サンプル・ベクトルのフーリエ変換 $P_k(i)$ の複素共役 $P_k^*(i)$ を形成し、基準コードのフーリエ変換 $R(x)$ と形成された複素共役 $P_k^*(i)$ を乗算し、かつ乗算結果に逆フーリエ変換を実行することによってサンプル・ベクトル $p_k(i)$ と基準コード $r(x)$ との間の相互相関を形成することが可能である。代替的に、複素共役 $R^*(x)$ は、基準コードのフーリエ変換 $R(x)$ から形成することができ、そのような場合にはそれは、サンプル・ベクトルのフーリエ変換 $P_k(i)$ で乗算され、その後逆フーリエ変換が乗算結果で実行される。

【0032】これに関して、サンプル・ベクトルと前の段落で示した基準コード $r(x)$ との間の相互相関を計算するための方法は、相関及び畳み込みの基本的特性及びそれらの間の密接な依存性の結果であり、それにより時間領域における関数の反転が周波数領域における複素共役の形成と実際的に同等であるということを強調すべきである。これは、この関連で参照される、例えば、刊行物「デジタル信号処理—実際的アプローチ」エマニエル・シー・アイフェアコル及びバリー・ジャーヴィス著、アディソン・ウェスリー出版社1993年、ISBN-0-201-54413-X (Digital Signal Processing - A Practical Approach, Emmanuel C. Ifeakor and Barrie W. Jarvis, Addison-Wesley Publishing Company 1993, ISBN 0-201-54413-X) の段落4「相関と畳み込み」において *

$$A_{x,k} = FFT(C_{x,k}')$$

実際のアプリケーションでは、別のステップで相関関数マトリックスから転置マトリックスを形成することは、必要ではないが、しかし、記憶された相関関数マトリックス $C_{x,k}$ の要素は、異なる方向で、好ましくは列によって、メモリ16（図7）から読み出される。

【0037】また、相関関数マトリックス $C_{x,k}$ は、例えば、そのように知られた方法で、整合フィルタを用いることによって形成することができる。例えば、米国特許第5,373,531号公報は、相関関数マトリックス $C_{x,k}$ を形成するように適応できる、整合フィルタ（図8）を用いて実現された相関器25を開示する。整合フィルタは、受信信号のI成分が第1のシフト・レジスタ26に供給され、受信信号のQ成分が第2のシフト・レジスタ27に供給され、そして衛星のコードに対応している基準コードが第3のシフト・レジスタ28に供給されるように3つのシフト・レジスタから形成される。シフト・レジスタ26、27、28の長さは、サンプル・ベクトルの長さと同じであるのが好ましく、GPSシステムでは1023ビットである。一つのサンプル・ベクトルがシフト・レジスタ26、27に転送された場合には、相関は、以下のように実行される。排他的NOR動作が第1の基準ブロック29においてI成分を含んでいるシフト・レジスタ26のビットと基準コードを

＊で更に詳細に述べられているが、この点については一般に、相互相関結果を取得するためにどの方法を用いるかということは、この発明のアプリケーションに対して重要ではないということもまた示しておくべきである。

【0033】相関ステップで形成された相関関数マトリックス $C_{x,k}$ の行は、1ミリ秒の間隔で異なる位相差を有する基準コードと受信信号との相互相関を表す。式として、相互相関行列は、次のように示される。

【0034】

【数3】

$$\bar{C}_{x,k} = \begin{bmatrix} m_{x,k}(1) \\ m_{x,k}(2) \\ \vdots \\ m_{x,k}(N) \end{bmatrix} \quad (6)$$

【0035】次の段階では、即ち、解析ステップでは、相関関数マトリックス $C_{x,k}$ の転置106が用いられ、行は、従来技術の相関器と同じ方法で時間領域における信号サンプルを表す。各行は、受信信号と基準コードとの間のある一定のコード位相差に対応する。コヒーレント探索マトリックス $A_{x,k}$ を形成するためにフーリエ変換107が相関関数マトリックス $C_{x,k}$ の転置の各行で実行され、それにより実際の周波数偏移を決定するために周波数解析を実行することができる。これは、図4によって示される。

【0036】

(7)

含んでいるシフト・レジスタ28のビットとの間で実行され、かつ排他的NOR動作が第2の基準ブロック30においてQ成分を含んでいるシフト・レジスタ27のビットと基準コードを含んでいるシフト・レジスタ28のビットとの間で実行される。動作の結果は、ビット特定相関情報である。受信信号のある一つのビット（I及びQ成分で調べた）と基準コードのある一つの対応するビットとが一致した場合には、結果は2進値1であり、かつマッチしない場合には、結果は2進値0である。信号が基準コードと完全に相関した場合には、全てのビットは値1を有する。どのビットも相関しない場合には、全てのビットは値0を有する。相関の結果として生成された値は、第1の加算ブロック31（I値）及び第2の加算ブロック32（Q値）で加算され、それにより結果は、ある一定の時間におけるある一定のコード遅延を有している相関値 $m_{x,k}(i)$ である。一度の比較の後で、基準コードは、一つだけシフトされ、その後で新しい相関結果が形成される。上述した方法により形成される各相関結果は、相関関数マトリックス $C_{x,k}(i)$ の行の一つの要素に対応する（合計で1023）。上記ステップは、必要に応じて各サンプル・ベクトルに対して繰り返され、それにより相関関数マトリックス $C_{x,k}$ の一つの行は、計算の各繰り返しで得られる。

【0038】しかしながら、上記したように、GPSシステムでは信号が50ビット/秒の信号で変調され、実際のアプリケーションでは、数Nの値を制限する。この場合には、好ましくは、数Nは、変調が解析に実質的に影響を与えないように選択されなければならない。更に、Nの最適値は、フーリエ変換で用いるウィンドウ関数に依存する。例えば、Nが32に等しいと選択された場合には、ノイズ帯域幅はおよそ30Hz位であり、受信機でおよそ-150dBm程度の強度を有する信号を検出するためにはまだほんの少しだけ大きすぎる。この理由により、信号対雑音比が改善される、任意選択の非コヒーレント加算ステップが、同期ブロック6で実行される。

【0039】非コヒーレント加算ステップを実現するために、上述したサンブル・ベクトル形成ステップ、相関ステップ及び解析ステップを108K回繰り返す(図 *

$$S_x = \sum_{k=1}^K \begin{bmatrix} |a_{xk}(1)| & L & |a_{xk}(1N)| \\ M & O & M \\ |a_{xk}(1023,1)| & K & |a_{xk}(1023,N)| \end{bmatrix} \quad (8)$$

【0041】実際のアプリケーションでは、非コヒーレント探索マトリックスは、少なくとも二つの方法で形成することができる。最初の代替実施では、各繰返しで形成されたコヒーレント探索マトリックスが記憶される。必要とされる繰返しの回数後、非コヒーレント探索マトリックスが式(8)による等価要素を加算することによって形成される。この代替実施では、全てのコヒーレント探索マトリックスの要素を記憶するためのメモリが必要とされる。別の代替実施によれば、一つのコヒーレント探索マトリックスを最初に計算し、そしてこのマトリックスの値を非コヒーレント加算マトリックスの要素としてコピーする。各繰返しにおいてコヒーレント探索マトリックスを形成し、そしてそのマトリックスの値を非コヒーレント探索マトリックスの対応する要素で加算する。この代替方法では、等価要素の加算は、それゆえに、繰返しの度に実行される。そこで、一つのコヒーレント探索マトリックスだけが記憶され、それにより第1の代替方法よりも更に少ないメモリしか必要としない。

【0042】必要な繰返しの回数が実行された後、先の閾値を超えるかつ明らかに他の値よりも大きい値を見つける(110)試みにおいて、非コヒーレント探索マトリックス S_x の要素 $s_x(i, j)$ の値が決定ステップで調べられる。このような値が見出されたならば、それがたぶん衛星によって送信された信号なので、それはコード位相差及び周波数偏差を表す。信号が衛星によって送信されないが、しかし雑音又は他の偶発的干渉信号を含む場合、顕著な相関ピークは生じない。コード位相差は、最高値の行インデックスから明らかであり、対応して、周波数偏差は、列インデックスによって表される。

繰返しKの数は、信号対雑音比が、適切な時間で十分に改善されるように選択するのが好ましい。コヒーレント探索マトリックス $A_{x,k}$ は、解析ステップが実行される毎に形成され、かつ非コヒーレント加算動作は、非コヒーレント探索マトリックス S_x を形成するためにそれで実行される。非コヒーレント探索マトリックス S_x は、次のように形成されるのが好ましい。好適には、絶対値又は絶対値の二乗のような、ある他の絶対値のいずれかを各コヒーレント探索マトリックス $A_{x,k}$ の複素要素 $a_{x,k}(i, j)$ それぞれに対して計算する。各非コヒーレント探索マトリックスの対応する要素から計算された数値は、加算され、即ち、マトリックスの加算が実行され、それは、以下の式で表すことができる。

【0040】

【数4】

図6の例は、他の値よりも明らかに大きい値が見出されたような状況を示す。他方、そのような値が非コヒーレント探索マトリックス S_x で見出されなかったならば、即ち、探索用衛星によって送信された信号が調べた周波数範囲で多分受信されなかったならば、調べるべき周波数範囲が変更されて、かつ先に説明したステップが、新しい非コヒーレント探索マトリックスを形成するために実行される。この方法によって、必要な回数だけ上述したステップを繰返すことによって6kHzの全範囲を調べることができる。

【0043】必要な場合には、先に説明したステップは、調べるべき全周波数範囲に対して繰返すことができるし、かつ異なる繰返しに対して又は可能なピークを含んでいる範囲だけに対して形成された非コヒーレント探索マトリックスを、最も大きい相関ピークを探索する前に記憶することができる。このようにして例えば閾値があまりにも低く設定されかつサブリアス信号が誤った解釈をもたらさうような状況において誤った解釈の可能性を低減することができる。

【0044】-150dBmの範囲における強度で、信号のコード位相及び周波数偏差を識別できるような、装置が利用可能である場合には、周波数範囲は、位相及び周波数偏差を決定するための試みがなされうような前でも、幅が数十ヘルツの範囲で走査されなければならない。本発明を用いて、幅が数百ヘルツの範囲で、即ち、従来技術の受信機を用いるよりも更に速く、周波数範囲を走査することが可能である。

【0045】一度正しい周波数偏差及びコード位相が決定されたならば、受信機を追跡モードに設定することができる。データの受信は、非常に弱い信号に対して成功

しないであろうしかつこのような場合には、そのように知られた方法で、例えば、移動電話ネットワークを介して受信したデータに依存することが必要であろう。この場合には測距は可能であるが、しかし、精度は低下する。追跡モードは、スイッチを第2の位置に切替えることによって設定され(図1)、それにより受信情報は、コード追跡ブロック11に供給され、数値制御発振器5の周波数の微調整ができるようにフィードバック接続も供給される。

【0046】位置を計算するために、受信機は、少なくとも4つの衛星から受信した信号に基づいて信号受信を実行するのが好ましい。この場合には、前に説明した同期処理は、各衛星の信号に基づき必要に応じて繰り返され、それにより同期が実行される衛星のコードが基準シーケンス $r(x)$ として選択される。方法の実施に必要なブロックのほとんどは、例えばデジタル信号プロセッサ(図示省略)で実現することができる。ハードウェア・ベース問題解決手法(solution)又はデジタル信号プロセッサのソフトウェア実装(implementation)のいずれもFFT変換を実行するために用いることができる。更に、受信機の動作を制御するために制御部、好ましくはマイクロプロセッサ等を用いることができる。

【0047】移動局と測位受信機とを備えている、本発明の好ましい実施例による電子装置24を図7に示す。第1のアンテナ13は、測位衛星によって送信された信号の受信に用いられる。受信信号は、第1の無線部14に印加され、そこにおいて信号がダウン・コンバージョンされかつデジタル化される。第1の無線部14は、とりわけ、図1に示した受信機の変換ブロック2、デジタル化ブロック3及び乗算器ブロック4を備えている。このステップではI及びQ成分を備えるのが好ましい、デジタル信号は、デジタル信号処理ユニット15に与えられ、そこにおいて、とりわけ、サンプル・ベクトルがサンプル・ベクトル形成ブロック12で形成される。サンプルは、例えば、デジタル信号処理ユニット15のプログラム・コードを記憶するための、読み出し/書き込みメモリ及び好ましくは読み出し専用メモリ及び/又は不揮発性読み出し/書き込みメモリを備えている。第1のメモリ手段16に保存される。この実施例では、とりわけ、例えば、フーリエ変換器FFT1、FFT2、...、FFTN及び/又は整合フィルタを用いて、相関関数マトリックス $C_{x,x}$ の形成のような、同期ブロック6の機能が、信号処理ユニット15で実現される。コヒーレント探索マトリックス $A_{x,x}$ の形成及び非コヒーレント加算ステップもまたデジタル信号処理ユニット15において実行される。デジタル信号処理ユニット15は、計算された位相差及び周波数偏差についての情報を、例えば、マイクロプロセッサ及びI/Oロ

ジックを備えている、プロセッサ・ブロック17に送信する。プロセッサ・ブロック17は、走査ブロック8及び第1のスイッチ9を制御する。コード追跡ブロック11は、プロセッサ・ブロックのプログラム命令として少なくとも部分的に実施されるのが好ましい。第2のメモリ手段18は、プロセッサ・ブロック17のデータ及びプログラム・メモリとして用いられる。また、第1のメモリ手段16及び第2のメモリ手段18も共通のメモリを備えるということは、明らかである。測位情報は、ディスプレイ19上で使用者に示すことができる。

【0048】また、移動局の動作もプロセッサ・ブロック17のアプリケーション・ソフトウェアで実現される。そこで、ディスプレイ19は、そのように知られた方法で電話呼出し情報を示すために用いることができる。使用者は、キーボード20を用いて測位受信機及び移動局を制御することができる。オーディオ信号の符号化及び復号は、コーデック(codec)21により実行される。また、移動局の無線部22及び第2のアンテナ23も図7に示す。

【0049】本発明は、上述した実施例だけに限定されるものではなく、特許請求の範囲によって規定された範囲から逸脱することなしに変更することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による方法を適用することができるような受信機の簡略ブロック図を示す図である。

【図2】(a)は衛星から送信された信号を示す簡略ブロック図を示し、(b)は受信機における図2(a)の簡略化された信号の例を示す図である。

【図3】本発明の好ましい実施例による方法の関連ステップを簡略図として示す図である。

【図4】本発明の好ましい実施例による方法の解析ステップを簡略図として示す図である。

【図5】本発明の好ましい実施例による方法の加算ステップを簡略図として示す図である。

【図6】本発明の好ましい実施例による方法の決定ステップを簡略図として示す図である。

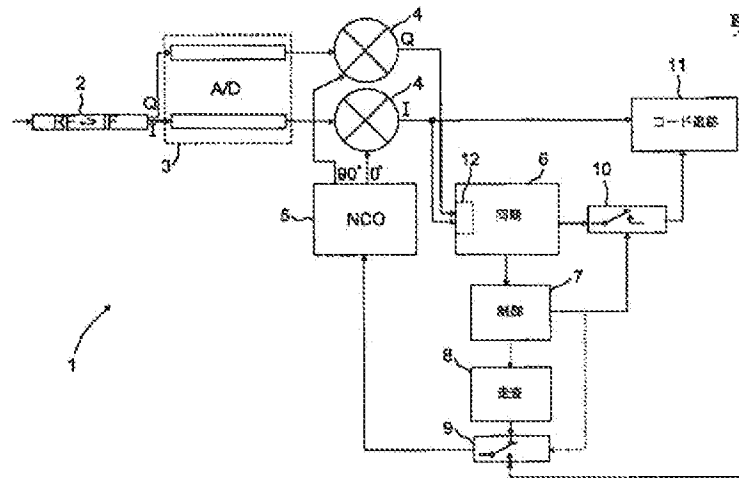
【図7】本発明の好ましい実施例による電子装置を簡略ブロック図として示す図である。

【図8】本発明の好ましい実施例による方法と関連して用いることができる従来技術の相関器を示す図である。

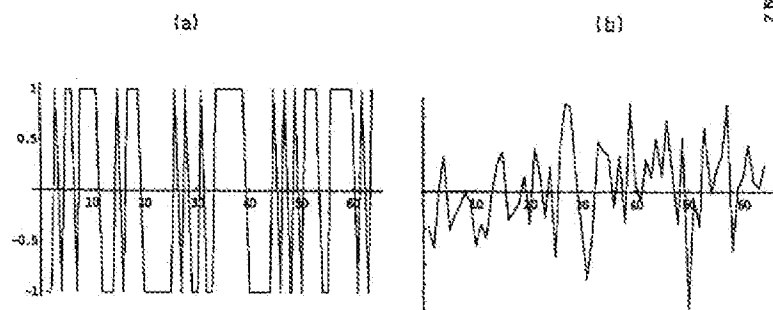
【符号の説明】

101...受信信号のサンプル
102, 103...高速フーリエ変換
104...乗算
105...逆フーリエ変換
 $p_k(1) \sim p_k(N)$...サンプル・ベクトル
 $C_{x,x}$...相関関数マトリックス
 $A_{x,x}$...コヒーレント探索マトリックス

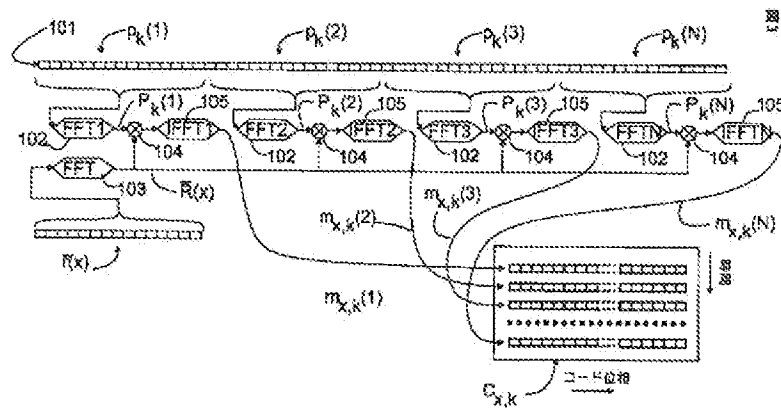
【図1】



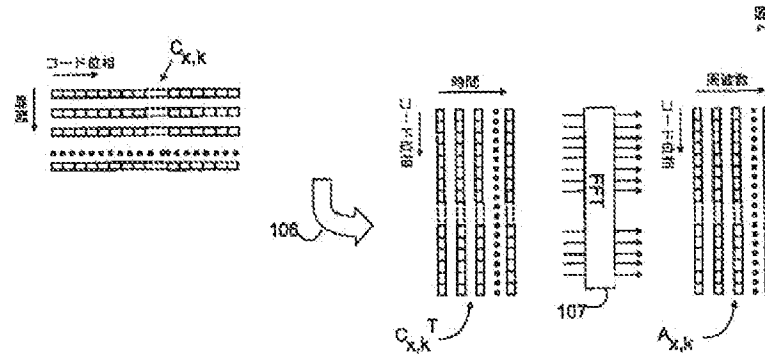
【図2】



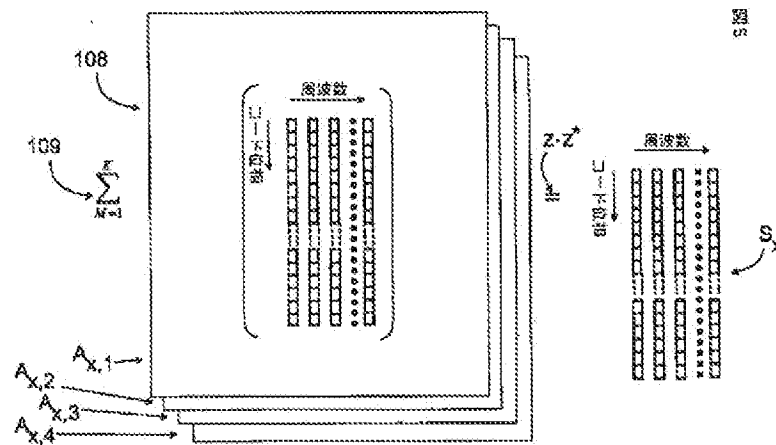
【図3】



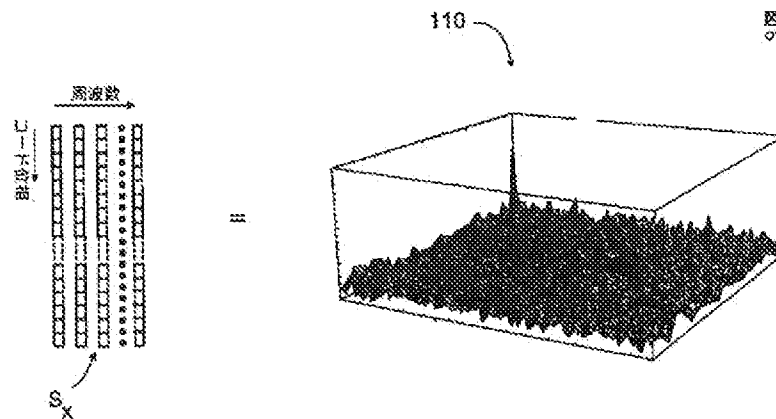
【図4】



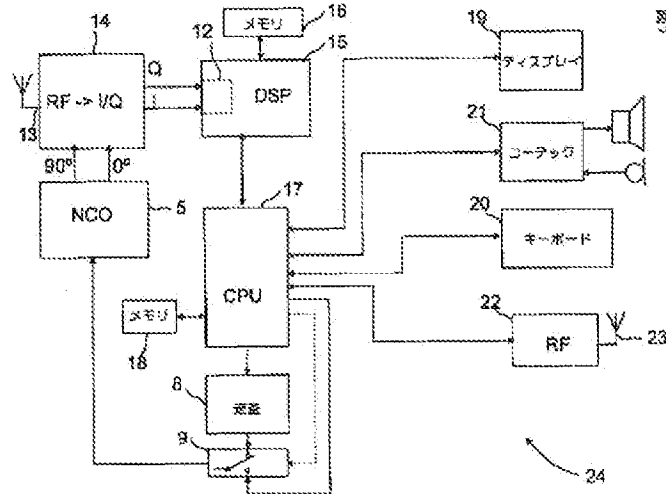
【図5】



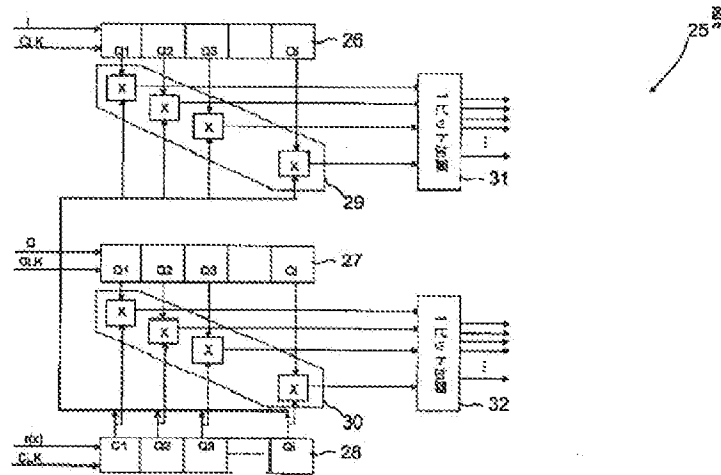
【図6】



【図7】



【図8】



【手続補正書】

【提出日】平成13年5月14日(2001. 5. 14)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

【補正内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】 送信されたコード変調スペクトラム拡散信号と受信機(1)を同期させるための方法において、少なくとも一つの基準コード $r(x)$ が用いられ、変調

に用いられるコードに対応している前記基準コード、送信信号の周波数偏移及び変調に用いられるコードのコード位相が決定される方法であって、
サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2), \dots, p_k(N))$ を形成するために受信信号からサンプル(101)が取られるようなサンプル・ベクトル形成ステップと、
前記サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2), \dots, p_k(N))$ に基づいて相関関数マトリックス $(C_{k,x})$ を形成するための相関ステップ(102, 103, 104, 105)と、

前記相関関数マトリックス ($C_{x,k}$) の転置に基づいてコヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) を形成するための解析ステップ (106、107) と、周波数偏移及びコード位相が前記コヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) の要素 ($a_{x,k}(i, j)$) の値を用いて決定されるような決定ステップ (110) とを具備することを特徴とする受信機を同期させる方法。

【請求項2】 調べられるべき周波数範囲が特定され、該特定された周波数範囲は二つ以上の部分に分割され、前記サンプル・ベクトル形成ステップ、前記相関ステップ及び前記解析ステップが各部分で実行され、前記コヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) の要素 ($a_{x,k}(i, j)$) の値が保存され、前記決定ステップは、実行され、かつ前記周波数偏移及びコード位相は、最も大きい値に基づき決定されることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項3】 閾値が特定される方法であって、該閾値を越える前記コヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) の要素の値は、前記周波数偏移及び前記コード位相を決定するために前記決定ステップで用いられることを特徴とする請求項1又は2に記載の方法。

【請求項4】 前記サンプル・ベクトル形成ステップ、相関ステップ及び解析ステップは、少なくとも二つのコヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) を形成するために繰り返され (108)、かつ加算ステップ (109) もまた実行される方法において、非コヒーレント探索マトリックス (S_x) が、各繰り返して形成されたコヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) の対応する要素 ($a_{x,k}(i, j)$) の値を非コヒーレント的に加算することによって形成される方法であって、前記非コヒーレント探索マトリックス (S_x) は、前記周波数偏移及び前記コード位相を決定するために前記決定ステップで用いられることを特徴とする請求項1、2又は3のいずれか一項に記載の方法。

【請求項5】 調べられるべき周波数範囲が特定され、その特定された周波数範囲は、二つ以上の部分に分割さ

れ、それにより前記サンプル・ベクトル形成ステップ、前記相関ステップ、前記解析ステップ及び前記加算ステップが各部分で実行され、前記非コヒーレント探索マトリックス (S_x) の要素の値が記憶される方法であって、前記決定ステップは、実行され、かつ前記周波数偏移及びコード位相は、最も大きい値に基づき決定されることを特徴とする請求項4に記載の方法。

【請求項6】 閾値が決定される方法であって、それにより前記閾値を越える前記非コヒーレント探索マトリックス (S_x) の要素の値は、前記周波数偏移及び前記コード位相を決定するために前記決定ステップで用いられることを特徴とする請求項4又は5に記載の方法。

【請求項7】 前記相関関数マトリックス ($C_{x,k}$) が、整合フィルタ (26、27、28) を用いて形成されることを特徴とする請求項1から6のいずれか一項に記載の方法。

【請求項8】 前記相関ステップにおいて、前記基準コード ($r(x)$) に対応している反転コードの時間周波数変換 $R(x)$ 、及び各サンプル・ベクトル ($p_x(1), p_x(2) \dots p_x(N)$) の時間周波数変換 $P_x(i)$ が実行され、前記反転コードの時間周波数変換 $R(x)$ と各サンプル・ベクトル ($p_x(1), p_x(2), \dots p_x(N)$) の時間周波数変換 $P_x(i)$ との乗算が実行され、周波数時間変換が各乗算結果 ($M_{x,k}(i)$) に関して実行され、かつ相関関数マトリックス ($C_{x,k}$) が乗算結果 ($M_{x,k}(i)$) の周波数時間変換 ($m_{x,k}(i)$) から形成され、そして前記解析ステップにおいて、コヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) が前記相関関数マトリックス ($C_{x,k}$) の転置の行に関して時間周波数変換を実行することによって形成されることを特徴とする請求項1から7のいずれか一項に記載の方法。

【請求項9】

【外1】

前記相関ステップにおいて、前記基準コード ($r(x)$) の時間周波数変換 ($R(x)$)、及び各サンプル・ベクトル ($p_k(1)$, $p_k(2)$... $p_k(N)$) に対応している反転ベクトルの時間周波数変換 ($\bar{P}_k(i)$) が実行され、前記基準コード ($r(x)$) の時間周波数変換 ($R(x)$) と各サンプル・ベクトル $p_k(1)$, $p_k(2)$... $p_k(N)$ の反転ベクトルの時間周波数変換 ($\bar{P}_k(i)$) との乗算が実行され、周波数時間変換が各乗算結果 ($M_{x,k}(i)$) に関して実行され、かつ相関関数マトリックス ($C_{x,k}$) が前記乗算結果 ($M_{x,k}(i)$) の周波数時間変換 ($m_{x,k}(i)$) から形成され、そして

前記解析ステップにおいて、コヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) が前記相関関数マトリックス ($C_{x,k}$) の転置の行に関して時間周波数変換を実行することによって形成されることを特徴とする請求項1から7のいずれか一項に記載の方法。

【請求項10】 前記相関ステップにおいて、前記基準コード ($r(x)$) の時間周波数変換 ($R(x)$)、及び各サンプル・ベクトル ($p_k(1)$, $p_k(2)$... $p_k(N)$) の時間周波数変換 ($P_k(i)$) が形成され、複素共役 ($R^*(x)$) が前記基準コード ($r(x)$) の時間周波数変換 ($R(x)$) から形成され、前記複素共役と各サンプル・ベクトル ($p_k(1)$, $p_k(2)$, ... $p_k(N)$) の時間周波数変換 ($P_k(i)$) との乗算が実行され、周波数時間変換が各乗算結果 ($M_{x,k}(i)$) に関して実行され、かつ相関関数マトリックス ($C_{x,k}$) が前記乗算結果 ($M_{x,k}(i)$) の周波数時間変換 ($m_{x,k}(i)$) から形成され、そして前記解析ステップにおいてコヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) が前記相関関数マトリックス ($C_{x,k}$) の転置の行に関して時間周波数変換を実行することによって形成されることを特徴とする請求項1から7のいずれか一項に記載の方法。

【請求項11】 前記相関ステップにおいて、前記基準コード ($r(x)$) の時間周波数変換 ($R(x)$)、及び各サンプル・ベクトル ($p_k(1)$, $p_k(2)$, ... $p_k(N)$) の時間周波数変換 ($R(x)$) が形成され、複素共役 $P_k^*(i)$ が各サンプル・ベクトル ($p_k(1)$, $p_k(2)$... $p_k(N)$) の時間周波数変換 ($P_k(i)$) から形成され、前記複素共役と前記基準コード ($r(x)$) の時間周波数変換 ($R(x)$) との乗算が実行され、周波数時間変換が各乗算結果 ($M_{x,k}(i)$) に関して実行され、かつ相関関数マトリックス ($C_{x,k}$) が乗算結果 ($M_{x,k}(i)$) の周波数時間変換 ($m_{x,k}(i)$) から形成され、そして前記解析ステップにおいてコヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) が前記相関関数マトリックス ($C_{x,k}$) の転置の行に関して時間周波数変換を実行することによって形成されることを特徴とする請求項1から7のいずれか一項に記載の方法。

【請求項12】 前記時間周波数変換がフーリエ変換であり、前記周波数時間変換は逆フーリエ変換であることを特徴とする請求項8から11のいずれか一項に記載の方法。

【請求項13】 前記コヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) の要素 ($a_{x,k}(i, j)$) の絶対値が前記決定ステップ (110) で用いられることを特徴とする請求項1から12のいずれか一項に記載の方法。

【請求項14】 前記コヒーレント探索マトリックス ($A_{x,k}$) の要素 ($a_{x,k}(i, j)$) の絶対値の自乗値が前記決定ステップ (110) で用いられることを特徴とする請求項13に記載の方法。

【請求項15】 前記受信機 (1) の位置が決定されかつ位置情報が記憶される方法において、調べられるべき周波数範囲が特定され、かつ周波数偏移の調査を開始するための初期周波数が、前記受信機 (1) に記憶された位置情報を用いて前記周波数範囲から選択されることを特徴とする請求項1から14のいずれか一項に記載の方法。

【請求項16】 二つ以上の衛星によって送信されたスペクトラム拡散変調信号が受信機 (1) で受信される方法において、前記サンプル・ベクトル形成ステップ、相関ステップ、解析ステップ及び決定ステップが、前記衛星のそれぞれによって送信された信号に関して実行されることを特徴とする請求項1から15のいずれか一項に記載の方法。

【請求項17】 送信されたコード変調スペクトラム拡散信号と受信機 (1) を同期させるための同期手段を少なくとも備えている受信機において、基準コード ($r(x)$) が変調で用いるコードに対応している、同期に関して少なくとも一つの基準コードを用いる手段と、変調で用いられるコードの周波数偏移及びコード位相を決定する手段とを有している受信機であって、受信信号からサンプル・ベクトル ($p_k(1)$, p

$p_k(2) \cdots p_k(N)$ を形成するためのサンプル・ベクトル形成手段(12, 16)と、

前記サンプル・ベクトル($p_k(1), p_k(2) \cdots p_k(N)$)に基づいて相関関数マトリックス($C_{x,k}$)を形成するための相関手段(6, FFT1, FFT2...FFT N)と、

前記相関関数マトリックス($C_{x,k}$)に基づいてコヒーレント探索マトリックス($A_{x,k}$)を形成するための解析手段(8, 12)と、

前記コヒーレント探索マトリックス($A_{x,k}$)の要素($a_{x,k}(i, j)$)の値を用いて前記周波数偏移及びコード位相を決定するための決定手段とをさらに備えていることを特徴とする受信機。

【請求項18】 調べられるべき周波数範囲を特定するための手段(17)と、

前記特定された周波数範囲を二つ以上の部分に分割する手段(5, 8, 9)とであって、

サンプル・ベクトルの形成、相関関数マトリックス($C_{x,k}$)の形成及びコヒーレント探索マトリックス($A_{x,k}$)の形成は、各部分で実行されるように構成され、

前記コヒーレント探索マトリックス($A_{x,k}$)の要素($a_{x,k}(i, j)$)の値を保存するための手段(16)と、最も大きい値に基づき前記周波数偏移及びコード位相を決定する手段(15)とを備えていることを特徴とする請求項17に記載の受信機。

【請求項19】 閾値を特定する手段と、前記周波数偏移及び前記コード位相を決定するために前記閾値と前記コヒーレント探索マトリックス($A_{x,k}$)の値とを比較する手段とを備えていることを特徴とする請求項17又は18に記載の受信機。

【請求項20】 前記サンプル・ベクトルの形成、前記相関関数マトリックス($C_{x,k}$)の形成及びコヒーレント探索マトリックス($A_{x,k}$)の形成は、少なくとも二つのコヒーレント探索マトリックス($A_{x,k}$)を形成するために繰り返されるべく構成される受信機(1)において、

各繰り返しで形成されたコヒーレント探索マトリックス($A_{x,k}$)の対応する要素($a_{x,k}(i, j)$)の値を非コヒーレント的に加算することによって非コヒーレント探索マトリックス(S_x)を形成する加算手段を備える受信機(1)であって、前記非コヒーレント探索マトリックス(S_x)を用いて前記周波数偏移及び前記コード位相を決定する手段をも備えていることを特徴とする請求項17, 18又は19のいずれか一項に記載の受信機。

【請求項21】 調べられるべき周波数範囲を特定するための手段(17)と、

その特定された周波数範囲を二つ以上の部分に分割する手段(5, 8, 9)とであって、

前記サンプル・ベクトルの形成、前記相関関数マトリックス($C_{x,k}$)の形成、前記コヒーレント探索マトリックス($A_{x,k}$)の形成及び非コヒーレント探索マトリックス(S_x)へのコヒーレント探索マトリックス($A_{x,k}$)の加算が各部分で実行されるように構成され、

前記非コヒーレント探索マトリックス(S_x)の要素の値を保存するための手段(16)と、最も大きい値に基づき前記周波数偏移及びコード位相を決定する手段(15)とを備えていることを特徴とする請求項17に記載の受信機。

【請求項22】 前記閾値を特定する手段(15)と、前記周波数偏移及び前記コード位相を決定するために前記閾値と前記非コヒーレント探索マトリックス(S_x)の値とを比較する手段(15)とを備えていることを特徴とする請求項21に記載の受信機。

【請求項23】 相関関数マトリックス($C_{x,k}$)を形成するための少なくとも一つの整合フィルタ(26, 27, 28)を備えていることを特徴とする請求項17から22のいずれか一項に記載の受信機。

【請求項24】 前記相関手段は、前記基準コード($r(x)$)に対応している反転コードの時間周波数変換($\angle R(x)$)を形成する手段(16)と、各サンプル・ベクトル($p_k(1), p_k(2) \cdots p_k(N)$)の時間周波数変換($P_k(i)$)を形成する手段(15)と、前記反転コードの時間周波数変換($\angle R(x)$)と各サンプル・ベクトル($p_k(1), p_k(2) \cdots p_k(N)$)の時間周波数変換($P_k(i)$)との乗算を実行する手段(15)と、各乗算結果($M_{x,k}(i)$)に関して周波数時間変換を実行する手段(15)と、前記乗算結果($M_{x,k}(i)$)の周波数時間変換($m_{x,k}(i)$)から相関関数マトリックス($C_{x,k}$)を形成する手段(15)とを備え、かつ前記解析手段は、前記相関関数マトリックス($C_{x,k}$)の転置の行に関して時間周波数変換を実行することによってコヒーレント探索マトリックス($A_{x,k}$)を形成する手段(15)を備えていることを特徴とする請求項17から23のいずれか一項に記載の受信機。

【請求項25】

【外2】

前記相関手段は、前記基準コード $(r(x))$ の時間周波数変換 $(R(x))$ を形成する手段(16)と、各サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2), \dots, p_k(N))$ に対応している反転ベクトルの時間周波数変換 $(\bar{P}_k(i))$ を形成する手段(15)と、前記基準コード $(r(x))$ の時間周波数変換 $(R(x))$ と各サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2), \dots, p_k(N))$ の反転ベクトルの時間周波数変換 $(\bar{P}_k(i))$ との乗算を実行する手段(15)と、各乗算結果 $(M_{x,k}(i))$ に関して周波数時間変換を実行する手段(15)と、乗算結果 $(M_{x,k}(i))$ の周波数時間変換 $(m_{x,k}(i))$ から相関関数マトリックス $(C_{x,k})$ を形成する手段(15)とを備え、かつ

前記解析手段は、前記相関関数マトリックス $(C_{x,k})$ の転置の行に関して時間周波数変換を実行することによってコヒーレント探索マトリックス $(A_{x,k})$ を形成する手段(15)を備えていることを特徴とする請求項17から23のいずれか一項に記載の受信機。

【請求項26】 前記相関手段は、前記基準コード $(r(x))$ の時間周波数変換 $(R(x))$ の複素共役 $(R^*(x))$ を形成する手段(16)と、各サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2), \dots, p_k(N))$ の時間周波数変換 $(P_k(i))$ を形成する手段と、前記基準コード $(r(x))$ の時間周波数変換の前記複素共役 $(R^*(x))$ と各サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2), \dots, p_k(N))$ の時間周波数変換 $(P_k(i))$ との乗算を実行する手段(15)と、各乗算結果 $(M_{x,k}(i))$ に関して周波数時間変換を実行する手段(15)と、乗算結果 $(M_{x,k}(i))$ の周波数時間変換 $(m_{x,k}(i))$ から相関関数マトリックス $(C_{x,k})$ を形成する手段とを備え、そして前記解析手段は、前記相関関数マトリックス $(C_{x,k})$ の転置の行に関して時間周波数変換を実行することによってコヒーレント探索マトリックス $(A_{x,k})$ を形成する手段(15)を備えていることを特徴とする請求項17から23のいずれか一項に記載の受信機。

【請求項27】 前記相関手段は、各サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2), \dots, p_k(N))$ の時間周波数変換 $(P_k(i))$ の複素共役 $(P_k^*(i))$ を形成する手段(16)と、基準コード $(r(x))$ の時間周波数変換 $(R(x))$ を形成する手段(15)と、各サンプル・ベクトル $(p_k(1), p_k(2), \dots, p_k(N))$ の時間周波数変換の前記複素共役 $(P_k^*(i))$ と前記基準コード $(r(x))$ の前記時間周波数変換 $(R(x))$ との乗算を実行する手段(15)と、各乗算結果 $(M_{x,k}(i))$ に関して周波数時間変換を実行する手段(15)と、前記乗算結果 $(M_{x,k}(i))$ の周波数時間変換 $(m_{x,k}(i))$ から相関関数マトリックス $(C_{x,k})$ を形成する手段(15)とを備え、そして前記解析手段(15)は、前記相関関数マトリックス $(C_{x,k})$ の転置の行に関して時間周波数変換を実行す

ることによってコヒーレント探索マトリックス $(A_{x,k})$ を形成する手段(15)を備えていることを特徴とする請求項17～23のいずれか一項に記載の受信機。

【請求項28】 前記時間周波数変換がフーリエ変換であり、前記周波数時間変換は逆フーリエ変換であることを特徴とする請求項24から27のいずれか一項に記載の受信機。

【請求項29】 前記コヒーレント探索マトリックス $(A_{x,k})$ の要素 $(a_{x,k}(i, j))$ の絶対値が前記決定手段で用いられることを特徴とする請求項17から28のいずれか一項に記載の受信機。

【請求項30】 前記コヒーレント探索マトリックス $(A_{x,k})$ の要素 $(a_{x,k}(i, j))$ の絶対値の自乗値が前記決定手段で用いられることを特徴とする請求項17から29のいずれか一項に記載の受信機。

【請求項31】 受信機(1)の位置を決定する手段(14, 15, 17)と位置情報を記憶する手段(18)とを備えている受信機(1)であって、調べられるべき周波数範囲を特定する手段(17)と、前記周波数偏移の調査

を開始するために前記周波数範囲の初期周波数を、前記受信機(1)に記憶された位置情報に基づき選択する手段(17, 22, 23)とを備えていることを特徴とする請求項17から30のいずれか一項に記載の受信機。

【請求項32】 少なくとも測位受信機(1)と、前記測位受信機(1)を送信されたコード変調スペクトラム拡張信号に同期させるための同期手段とを備えた電子装置(24)において、前記測位受信機(1)は、同期に関連して少なくとも一つの基準コード $(r(x))$ を用いる手段(16)を有し、前記基準コード $(r(x))$ は、変調で用いるコードに対応している電子装置(24)であって、送信信号の周波数偏移及び変調で用い

れるコードのコード位相を決定する手段(15)を備えており、さらに、
 受信信号からサンプル・ベクトル($p_k(1)$, $p_k(2)$... $p_k(N)$)を形成するためのサンプル・ベクトル形成手段(12, 16)と、
 前記サンプル・ベクトル($p_k(1)$, $p_k(2)$, ... $p_k(N)$)に基づいて相関関数マトリックス($C_{x,k}$)を形成するための相関手段(6, FFT1, FFT2...FFT N)と、
 前記相関関数マトリックス($C_{x,k}$)に基づいてコヒーレント探索マトリックス($A_{x,k}$)を形成するための解析手段(6, 12)と、
 前記コヒーレント探索マトリックス($A_{x,k}$)の要素($a_{x,k}(i, j)$)の値を用いて前記周波数偏移及びコード位相を決定するための決定手段(7, 17)とを備えていることを特徴とする電子装置。
 【請求項33】 電子装置(24)の位置を決定する手段(14, 15, 17)と位置情報を記憶する手段(18)とを備えている電子装置(24)であって、
 調べられるべき周波数範囲を特定する手段(17)と、
 前記周波数偏移の調査を開始するために前記周波数範囲の初期周波数を、前記受信機(1)に記憶された位置情報に基づき選択する手段(17, 22, 23)とを備えていることを特徴とする請求項32に記載の電子装置。
 【請求項34】 移動電話動作を実行する手段も備えていることを特徴とする請求項32又は33に記載の電子

装置。

【請求項35】 移動通信ネットワークへのデータ転送接続を確立する手段(22, 23)を備えた電子装置(24)であって、前記電子装置(24)の位置を決定する手段が、前記移動通信ネットワークから位置決定に用いる情報を検索する手段(22, 23)を備えていることを特徴とする請求項34に記載の電子装置。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0046

【補正方法】変更

【補正内容】

【0046】位置を計算するために、受信機は、少なくとも4つの衛星から受信した信号に基づいて信号受信を実行するのが好ましい。この場合には、前に説明した同期処理は、各衛星の信号に基づき必要に応じて繰り返され、それにより同期が実行される衛星のコードが基準シーケンス $r(x)$ として選択される。方法の実施に必要なブロックのほとんどは、例えばデジタル信号プロセッサ(15)で実現することができる。ハードウェア・ベース問題解決手法(solution)又はデジタル信号プロセッサのソフトウェア実装(implementation)のいずれもFFT変換を実行するために用いることができる。更に、受信機の動作を制御するために制御部、好ましくはマイクロプロセッサ等を用いることができる。

【外国語明細書】

1. Title of Invention

**Method for synchronizing a receiver, and a receiver ,
and an electronic device**

2. Detailed Description of Invention

The present invention relates to a method according to the preamble of Claim 1 for synchronizing a receiver, a receiver according to the preamble of Claim 17 and an electronic device according to the preamble of Claim 32.

The GPS system (Global Positioning System) is a well known positioning system, which comprises over 30 satellites, of which a maximum of 12 satellites are simultaneously visible to a receiver. These satellites transmit various information, such as Ephemeris data and clock data parameters which describe the satellite clock and its relationship to GPS time. Normally, the receiver used in positioning determines its location by calculating the transit time of signals transmitted simultaneously from several satellites of the positioning system to the receiver. To determine its location, the receiver must typically receive the signal of at least four visible satellites in order to be able to calculate the location.

Each operational satellite of the GPS system transmits a so-called L1 signal at a carrier frequency of 1575.42 MHz. This frequency is also denoted $154f_0$, where $f_0=10.23$ MHz. In addition, the satellites transmit an L2 signal at a carrier frequency of 1227.6 MHz, that is $120f_0$. In the satellite, these signals are modulated with at least one pseudo-random sequence. Each satellite has a different pseudo-random sequence. As a result of modulation, a code modulated wideband signal is formed. This modulation technique makes it possible for the receiver to distinguish between signals transmitted by different satellites, despite the fact that the carrier frequencies used in the transmission are essentially the same. This modulation technique is called Code Division Multiple Access (CDMA). One of the pseudo-random sequences used in each satellite for the modulation of the L1 signal is so-called C/A code (Coarse/Acquisition code), which is so-called Gold code. Each GPS satellite transmits a signal using a unique C/A code. The codes are formed as the modulo 2 sum of two 1023-bit binary sequences. The first binary sequence G1 is formed using the polynomial $X^{10}+X^3+1$, and the second binary sequence G2 is formed by delaying the polynomial $X^{10}+X^9+X^8+X^6+X^3+X^2+1$ so that each satellite has a different delay. This arrangement enables the generation of different C/A codes with a similar code generator. The C/A codes are binary codes, the chipping rate of which in the GPS system is 1.023 MHz. The C/A code comprises 1023 chips,

which means that the repetition time of the code is 1 ms. The carrier wave of the L1 signal is further modulated with navigation information at a bit rate of 50 bit/s. The navigation information comprises information about the "health" of the satellite, its orbit and clock data parameters, etc. Each satellite of the GPS system maintains a local time by e.g. atomic clocks.

During operation, the satellites monitor the condition of their equipment during operation. For example, satellites can use so-called watch-dog functions to detect faults in the equipment and provide notification about them. Errors and malfunctions can be either momentary or long-term in nature. On the basis of the health information, some of the errors can be possibly compensated for, or the information transmitted by a malfunctioning satellite can be ignored entirely. In addition, in a situation in which the signals of more than four satellites can be received, information received from different satellites can be weighted in different ways on the basis of the health information. Thus it is possible to minimize errors that satellites which seem to be unreliable may cause in the measurements.

In order to detect the satellite signals and to identify the satellites, the receiver must perform a synchronization operation, in which the receiver searches for the signal of each satellite and tries to synchronize with the signal so that the data transmitted with the signal can be received and demodulated.

In prior art receivers, the time required for this synchronization operation depends among other things on the strength of the received signal. Typically, the weaker the signal to be received, the longer each element of the search space (correlation/frequency) must be integrated in order to detect a possible signal. In prior art GPS receivers, which are typically designed for outdoor use, synchronization with the satellite signals takes some tens of seconds or a few minutes, if the received signal is relatively strong, e.g. in the range of -120 to -130 dBm. However, if positioning is to take place indoors or in a place where the received signal is attenuated by buildings or other obstacles in the terrain, the synchronization time increases substantially. Indoors the signal strength is typically approx. -150 dBm, whereby the time needed for synchronization using a sequential search would be hours. This time is clearly too long for performing a reasonable positioning. Figure 2a illustrates, by way of example, a CDMA signal

transmitted from a satellite, and correspondingly Fig. 2b illustrates this transmitted signal when it reaches the receiver. The signal to be received has been attenuated substantially on the transmission link, and it contains accumulated noise.

The positioning receiver must perform synchronization when, for example, the receiver is switched on, and also in a situation where the receiver has not been able to receive the signal of any satellite for a long time. A situation like this can easily arise in mobile devices, for example, because the device moves and the antenna of the device is not always in an optimal position in relation to the satellites, which weakens the strength of the signal arriving at the receiver. In urban areas, buildings also have an effect on the received signal, and in addition, can cause so-called multipath propagation in which the transmitted signal arrives at the receiver via several different routes, for example straight from the satellite (line-of-sight) and also reflected from buildings. As a result of this multipath propagation, the same signal is received as several signals with different phases.

The positioning system has two main functions:

1. calculating the pseudo range of the receiver to different GPS satellites, and
2. determining the location of the receiver using the calculated pseudo ranges and the satellite position information. At any given time the satellite position information can be calculated on the basis of the ephemeris data and time correction information received from the satellites.

The distances to the satellites are called pseudo ranges, since the time is not known accurately in the receiver. In that case the determination of location and time is repeated, until a sufficient accuracy of time and a sufficient accuracy of location has been achieved. Since the time is not known with absolute accuracy, the location and time must be determined by linearizing a set of equations for each new iteration.

The calculation of the pseudo range can be performed by measuring the average apparent transit times of the different satellite signals. After the

receiver has synchronized with the received signal, the information transmitted in the signal is demodulated.

Almost all known GPS receivers use correlation methods for calculating the ranges. The pseudo random sequences of different satellites are stored or are generated locally in the positioning receiver. A down conversion is performed on the received signal, whereafter the receiver multiplies the received signal with the stored (or locally generated) pseudo random sequence. The signal formed as the result of the multiplication is integrated or low-pass filtered, whereby the result indicates whether the received signal contains a signal transmitted by a satellite. The multiplication carried out in the receiver is repeated so that each time the phase of the pseudo random sequence saved in the receiver is shifted. The correct phase is estimated from the correlation result preferably in such a way that when the correlation result is the highest, the correct phase has been found. In this way the receiver is correctly synchronized with the received signal.

After synchronization with the code has been performed, the frequency is fine tuned and phase locking is carried out. The correlation result also reveals the information transmitted in the GPS signal, which means that it is a demodulated signal.

The above mentioned synchronization and frequency adjustment process must be repeated for each satellite signal received at the receiver. Therefore, this process consumes a lot of time especially in a situation where the received signals are weak. In some prior art receivers, several correlators are used in order to accelerate this process, whereby more correlation peaks can be searched for simultaneously. In practical applications, it is not possible to accelerate the synchronization and frequency adjustment process very much by simply increasing the number of correlators, because this number cannot be increased indefinitely.

Some prior art GPS receivers use an FFT technique to determine the doppler shift of the received GPS signal in connection with ordinary correlators. In these receivers, correlation is used to reduce the bandwidth of the received signal to 10 kHz-30 kHz. This narrow-band signal is analyzed using FFT algorithms to determine the carrier frequency.

A GPS receiver and a method for processing GPS signals are presented in international patent application WO 97/14057. Principally, the receiver presented in this publication comprises two separate receivers, of which the first receiver is intended for use in a situation where the received signal strength is sufficient, and the second receiver is intended for use in a situation where the received signal strength is insufficient to perform a sufficiently accurate determination of position using the first receiver. In the second receiver, the received signal is digitized and stored in a memory means, whereby these stored signals are later processed in a digital signal processing unit. The digital signal processing unit performs convolution operations on the received, digitized signal. The purpose of these convolution operations is to calculate pseudo ranges. The number of code sequences (PM frames) stored in the memory means typically ranges from one hundred to thousand, which corresponds to a signal having a length of 100 ms to 1 s. After this, a stored code corresponding to the code of a satellite to be examined is retrieved from the memory of the receiver to be used in the analysis of the received signal.

The Doppler shift is also removed in the receiver. The amount of Doppler shift is determined using either the first receiver or on the basis of information received from a base station of the GPS system. After this, consecutive frames are coherently summed. A fast Fourier transform is performed on the data set produced as the result of this summing. A multiplication is performed on the Fourier transform result, using the complex conjugate of the Fourier transform of the reference signal stored in the memory means. An inverse Fourier transform is further performed on the result of this multiplication, whereby a number of correlation results are received. Thus, in this publication, a correlation is replaced by a Fourier transform, whereby the number of calculations is reduced. According to the specification, the method accelerates positioning by a factor of 10 to 100 compared with the solutions known at the time of filing the application.

It is an objective of the present invention to provide a receiver, in which synchronization with a transmitted signal can be performed substantially faster than in prior art receivers, even if the signals are weak. The invention is especially suited for use in positioning receivers, as well as in other receivers, advantageously in CDMA receivers, where the receiver must synchronize with a spread spectrum signal. The invention is based on the

idea that the frequency analysis properties of convolution and time-to-frequency transformation, such as the fast Fourier transform, are utilized more efficiently, whereby it is possible to examine a greater amount of information simultaneously than in prior art solutions, that employ the Fourier transform. A method according to the present invention is characterized in by the which is set forth in the characterizing part of Claim 1. A receiver according to the present invention is characterized by that which is set forth in the characterizing part of Claim 17. An electronic device according to the present invention is characterized by that which is set forth in the characterizing part of Claim 32.

The present invention provides considerable advantages compared with prior art methods and receivers. Especially in positioning receivers, the method according to the invention enables the receiver to become synchronized with the received signal faster. In this way positioning can be performed much faster, even in situations where the received signal is weak, for example indoors or in urban areas where there are obstacles that substantially attenuate the propagation path of the signal. The method according to the invention provides a substantial improvement in the synchronization speed when compared with prior art methods. The receiver according to the invention can be implemented using a relatively small number of components, and the total energy consumption can be maintained at a reasonable level, whereby the invention is especially suitable for use in portable devices. Thus the positioning receiver can also be implemented in connection with a mobile station.

In the following, the present invention will be described in more detail with reference to the accompanying drawings, in which

3. Brief Description of Drawings

Figure 1 is a simplified block diagram of a receiver, in which the method according to the invention can be applied,

Figure 2a shows the signal transmitted from the satellite as a simplified diagram,

Figure 2b shows an example of the simplified signal of Fig. 2a in a receiver,

- Figure 3 shows the correlation step of a method according to a preferred embodiment of the invention as a simplified diagram,
- Figure 4 shows the analysis step of a method according to a preferred embodiment of the invention as a simplified diagram,
- Figure 5 shows the summing step of a method according to a preferred embodiment of the invention as a simplified diagram,
- Figure 6 shows the decision step of a method according to a preferred embodiment of the invention as a simplified diagram,
- Figure 7 shows an electronic device according to a preferred embodiment of the invention as a simplified block diagram, and
- Figure 8 shows a prior art correlator, which can be used in connection with a method according to a preferred embodiment of the invention.

In the receiver 1 shown in Fig 1, the received signal is preferably converted to an intermediate frequency in the converter block 2. As is well known, at this stage, the signal comprises two components, I and Q, between which there is a phase difference of 90° . These intermediate frequency converted analogue signal components are digitized in digitizing block 3 and conducted to multiplier block 4. In the multiplier block 4, the I and Q components of the digitized signal are multiplied with the signal generated by the Numerically Controlled Oscillator (NCO) 5. The numerically controlled oscillator signal is intended to correct the frequency difference caused by the Doppler shift and the frequency difference of the local oscillator (not shown) of the receiver 1. The numerically controlled oscillator 5 is also used in connection with the method according to the invention, as will be described later in this description. The signal formed by the multiplier block 4 is conducted to the synchronization block 6, where the method according to the invention is applied. The synchronization block 6 tries to find the code phase and frequency deviation of the satellite to be used in operations performed after the synchronization. This will also be described later in this description. During synchronization, the control block 7 controls the scanning block 8 which adjusts the frequency of the numerically controlled oscillator 5 as

required. The control block 7 causes the first switch 9 to connect either the signal formed by the scanning block 8 to the numerically controlled oscillator 5 during synchronization or the control signal formed by the code tracking block 11 to the numerically controlled oscillator 5 when synchronization has been achieved. The second switch 10 is used to control the operation of the code tracking block 11. The code tracking block 11 forms part of a code phase locked loop and a carrier phase locked loop (not shown), which are known as such.

After switching on the operating voltage, or in a situation where the receiver 1 has been unable to receive the GPS satellite signals for a long time, a two-dimensional search step is carried out in the receiver 1 for each satellite signal received. The purpose of the two-dimensional search is to determine the carrier frequency and code phase of each satellite. The carrier frequency is affected by the Doppler shift resulting from the movement of the satellite and inaccuracies of the local oscillator of the receiver. The frequency inaccuracy can be rather large, as much as ± 6 kHz, in which case the receiver must search a frequency range of approximately 12 kHz with respect to the actual transmission frequency ($L1 = 1575.42$ MHz). The receiver 1 does not know the exact code phase, either, whereby the receiver must also determine the code phase from 1023 possible code phases. This gives rise to a two-dimensional search process, in which frequency deviation in the range of 12 kHz and a code phase out of 1023 different code phases are searched. In a method according to a preferred embodiment of the invention it is possible to examine a frequency range of approximately 500 Hz at a time, whereby the method is repeated 24 times if necessary, to cover the whole frequency range of 12 kHz to be examined. Obviously, the values used in this specification only serve as examples which clarify the invention, but do not constitute a limitation thereof. The invention can also be applied systems other than GPS systems, in which case the frequency values, code phases and the number of codes can vary.

In the following, the operation of a method according to a preferred embodiment of the invention in a receiver 1 according to Figure 1 will be described. In order to start synchronization, the scanning block 8 sets the frequency of the numerically controlled oscillator 5 so that the receiver advantageously receives the lowest frequencies of the frequency range, which are in this example 1575.414 MHz—1575.4145 MHz. The receiver

can also specify the starting frequency in such a way that it utilizes previously determined location information and/or almanac information, whereby the positioning can be further accelerated. Samples of the received signal are saved in sample vector formation block 12 preferably as complex sample vectors $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$, each of which comprises 1023 samples in this preferred embodiment. In this preferred embodiment, the rate at which samples are stored in the sample vector formation block 12 is essentially the same as the chipping rate of the chips, which is approx. 1 023 000 samples a second. The sample vectors are continuous so that one sample vector continues temporally after another sample vector, that is the time difference between the last sample of the previous sample vector and the first sample of the next sample vector is essentially the same as the time difference between consecutive samples of the sample vector. Thus, the 1023 samples correspond to a signal of 1 ms, which corresponds to a frequency range of 1 kHz of which a part can be utilized. The sample vector formation step is denoted with the reference number 101 in the appended Fig. 3.

The number of sample vectors is preferably N, where N is advantageously a power of two. In addition, in a preferred embodiment of the invention the formation of sample vectors is repeated K times, as will be described later in this specification. In the following, the subscript k is used to denote different repetitions. When defining the number N of sample vectors $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$, it must be taken into consideration that in the GPS system the signal is modulated with information at a bit rate of 50 bits/s as binary phase modulation. Another factor, which limits the number N of sample vectors $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$, is the frequency stability of the receiver's local oscillator.

In addition to the sample vector formation step, the synchronization method according to the invention also comprises a correlation step in which a correlation function matrix is formed.

The correlation step can be partly performed already during sampling, or after N sample vectors $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$ have been formed. If the correlation step is performed for example in such a way that a time-to-frequency transformation, such as a Fast Fourier Transform (FFT), is calculated for each sample vector after it has been saved, the same time-to-

frequency transformer can be used for all N sample vectors $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$. If, on the other hand, the correlation step is performed after N sample vectors have been saved, a separate time-to-frequency transformer must be used for each sample vector, or the time-to-frequency transformations are performed for different sample vectors consecutively using the same time-to-frequency transformer. Fig. 3 shows the correlation step of the method, in which a correlation function matrix $C_{x,k}$ is formed from the sample vectors $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$. Although the Fourier transform is mainly used as an example of a time-to-frequency transformation throughout this description, and the inverse Fourier transform is used as an example of an inverse transformation, that is a frequency-to-time transformation, it is obvious that this invention is not limited to these examples only.

A discrete Fourier transformation 102, most preferably a fast Fourier transform, FFT, is performed on each sample vector $p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$.

$$P_k(i) = \text{FFT}(p_k(i)), \text{ where } i=1, \dots, N \quad (1)$$

This is illustrated by blocks FFT1, FFT2, ..., FFTN in Fig. 3. In practice, the number of values used in calculations is preferably 1024, because then the discrete Fourier transformation can be implemented in practical applications much more efficiently (with an FFT algorithm) than when 1023 values are used. One way of doing this is to add an extra zero as the 1024th element. This has a minor effect on the transformation result.

Preferably, the reference codes $r(x)$ corresponding to the C/A codes of all the satellites of the GPS system are stored in the receiver, where x refers to the satellite identifier and is, for example, in the range 1—36. It is not necessary to store the reference codes, but they can also be generated in the receiver. In the correlation stage, the reference code of the satellite transmitting the signal with which the receiver is being synchronized at a particular time is selected or generated. The reference code is temporally reversed. A discrete Fourier transformation 103, most preferably a fast Fourier transform (FFT) is performed on the reversed reference code, which is denoted by $\bar{r}(x)$ in Fig. 3.

$$\bar{R}(x) = \text{FFT}(\bar{r}(x)) \quad (2)$$

The reversed reference code $\bar{r}(x)$ and/or its FFT transform may have been saved in the memory means of the receiver in advance, or it is formed from the reference code $r(x)$ in connection with the synchronization process.

In the next step of the correlation stage a multiplication 104 is performed between the Fourier transformation result $P_k(i)$ for each sample vector $p_k(i)$ and the Fourier transformation $\bar{R}(x)$ of the reversed reference code $\bar{r}(x)$.

$$M_{xk}(i) = \bar{R}(x) \cdot P_k(i) \quad (3)$$

An inverse Fourier transformation 105 is performed on the results of these multiplications, whereby the result is a cross-correlation of the reference code $r(x)$ and the received signal with all possible integer delays (1023).

$$m_{xk}(i) = \text{IFFT}(M_{xk}(i)) \quad (4)$$

This result is based on the fact that the Fourier transformation of the convolution of time domain signals corresponds to the multiplication of Fourier-transformed signals, that is time domain signals transformed into the frequency domain. When a reversed reference code is also used, a fast discrete time correlation can be performed using a Fourier transform. Thus, in this preferred example, the cross-correlation result comprises 1023 elements. The cross-correlation results $m_{xk}(i)$ formed from the various sample vectors $p_k(i)$ are used to form a correlation function matrix C_{xk} , in which the number of rows is the number N of sample vectors.

It is obvious that instead of temporal reversal of the reference code, it is possible to form reversed sample vectors $\bar{p}_k(i)$ from the sample vectors $p_k(i)$, in which case the reference code $r(x)$ is used directly and the reversed sample vectors are used in the calculations presented above. In a preferred embodiment, it is not necessary to perform either of the reversals mentioned above, but the reference code $r(x)$ and the sample vectors $p_k(i)$ can be used as such. This is based on using a property of the correlation theorem, which shows that the cross-correlation $\text{corr}(z_1, z_2)$ between two time discrete

functions z_1 , z_2 can be formed by means of a frequency-to-time transformation of frequency domain transformed functions. This can be represented with the following expression:

$$\text{corr}(z_1, z_2) \approx \text{IFFT}(Z_1^* \cdot Z_2) \quad (5)$$

Thus, in a preferred embodiment of the invention, it is possible to form the cross-correlation between the sample vectors $p_k(i)$ and the reference code $r(x)$ by performing a Fourier transform (most suitably a fast Fourier transform FFT) on the sample vectors $p_k(i)$ and the reference code $r(x)$ to form a Fourier transform $P_k(i)$ of the sample vector $p_k(i)$ and a Fourier transform $R(x)$ of the reference code $r(x)$, forming the complex conjugate $P_k^*(i)$ of the Fourier transform $P_k(i)$ of the sample vector, multiplying the formed complex conjugate $P_k^*(i)$ with the Fourier transform $R(x)$ of the reference code and performing an inverse Fourier transform on the multiplication result. Alternatively, a complex conjugate $R^*(x)$ can be formed from the Fourier transform $R(x)$ of the reference code, in which case it is multiplied with the Fourier transformation $P_k(i)$ of the sample vector, whereafter an inverse Fourier transformation is performed on the multiplication result.

In this connection, it should be emphasized that the method for calculating the cross-correlation between the sample vectors and the reference code $r(x)$ presented in the previous paragraph is a consequence of the basic properties of correlation and convolution and the close dependence between them, whereby reversal of a function in the time domain is practically equivalent to the formation of a complex conjugate in the frequency domain. This is dealt with in more detail e.g. in the publication: "Digital Signal Processing - A Practical Approach", Emmanuel C. Ifeachor and Barrie W. Jervis, Addison-Wesley Publishing Company 1993, ISBN 0-201-54413-X, paragraph 4: "Correlation and Convolution", which is referred to in this connection. It should also be mentioned that in general, it is not important for the application of this invention which method is used to obtain the cross-correlation result.

The rows of the correlation function matrix $C_{x,k}$ formed in the correlation stage represent the cross-correlation of the received signal and the reference code with different phase differences at intervals of one millisecond. As a formula, the correlation function matrix can be expressed as follows:

$$\bar{C}_{x,k} = \begin{bmatrix} m_{x,k}(1) \\ m_{x,k}(2) \\ \vdots \\ m_{x,k}(N) \end{bmatrix} \quad (6)$$

In the next phase, that is the analysis phase, the transpose 106 of the correlation function matrix $C_{x,k}$ is used, in which the rows represent the signal samples in the time domain in the same manner as in a prior art correlator. Each row corresponds to a certain code phase difference between the received signal and the reference code. A Fourier transform 107 is performed on each row of the transpose of the correlation function matrix $C_{x,k}$ to form a coherent search matrix $A_{x,k}$, whereby a frequency analysis can be performed to determine the actual frequency shift. This is illustrated by Fig. 4.

$$A_{x,k} = \text{FFT}(C_{x,k}^T) \quad (7)$$

In practical applications, it is not necessary to form a transposed matrix from the correlation function matrix in a separate step, but the elements of the stored correlation function matrix $C_{x,k}$ are read from memory 16 (Fig. 7) in a different direction, preferably by columns.

The correlation function matrix $C_{x,k}$ can also be formed e.g. by using matched filters, in a manner known as such. For example, patent specification US-5,373,531 discloses a correlator 25 implemented using matched filters (Fig. 8), which can be adapted to form the correlation function matrix $C_{x,k}$. The matched filter is formed from three shift registers so that the I-component of the received signal is fed to the first shift register 26, the Q-component of the received signal is fed to the second shift register 27, and the reference code corresponding to the code of the satellite is fed to the third shift register 28. The length of the shift registers 26, 27, 28 is

preferably the same as the length of the sample vector, which is 1023 bits in the GPS system. When one sample vector has been transferred to the shift register 26, 27, the correlation is performed as follows. An exclusive NOR operation is performed between the bits of the shift register 26 containing the I-component and the bits of the shift register 28 containing the reference code in the first reference block 29, and an exclusive NOR operation is performed between the bits of the shift register 27 containing the Q-component and the bits of the shift register 28 containing the reference code in the second reference block 30. The result of the operation is bit-specific correlation information: if a bit of the received signal (examined in I and Q components) and a corresponding bit of the reference code match, the result is the binary value 1, and if not, the result is the binary value 0. If the signal correlates completely with the reference code, all the bits have the value 1. If none of the bits correlate, all the bits have the value 0. The values produced as the result of the correlation are summed in the first summing block 31 (I-values) and in the second summing block 32 (Q-values), whereby the result is a correlation value $m_{x,k}(l)$ having a certain code delay at a certain time. After one comparison, the reference code is shifted by one, after which a new correlation result is formed. Each correlation result formed according to the above-described method corresponds to one element of a row of the correlation function matrix $C_{x,k}$ (1023 in total). The steps mentioned above are repeated for each sample vector as required, whereby one row of the correlation function matrix $C_{x,k}$ is obtained at each iteration of the calculation.

However, as mentioned above, in the GPS system the signal is modulated with a signal of 50 bit/s, which in practical applications limits the value of the number N. In this case the number N must be selected preferably so that the modulation does not have a substantial effect on the analysis. Furthermore, the optimum value of N is dependent on the window function used in the Fourier transformation. For example, if N is chosen to be equal to 32, the noise band width is in the order of 30 Hz, which is still a little too large for detecting signals with a strength of the order of -150 dBm at the receiver. For this reason, an optional non-coherent summing step, in which the signal-to-noise ratio is improved, is performed in the synchronization block 6.

in order to implement the non-coherent summing step, the sample vector formation step, the correlation step and the analysis step described above are repeated 108 K times (Fig. 5). The number of repetitions K is preferably selected such that the signal-to-noise ratio can be improved sufficiently, in a reasonable time. A coherent search matrix $A_{x,k}$ is formed each time the analysis step is performed, and a non-coherent summing operation is performed on it to form a non-coherent search matrix S_x . Preferably, the non-coherent search matrix S_x is formed as follows. Advantageously, either a magnitude value or some other absolute value, such as the square of the magnitude value, is calculated for each of the complex elements $a_{x,k}(i,j)$ of each coherent search matrix $A_{x,k}$. The numerical values calculated from corresponding elements of each non-coherent search matrix are summed, that is, an addition of the matrices is performed, which can be expressed with the formula:

$$S_x = \sum_{k=1}^K \begin{bmatrix} |a_{x,k}(1,1)| & L & |a_{x,k}(1,N)| \\ M & O & M \\ |a_{x,k}(1023,1)| & K & |a_{x,k}(1023,N)| \end{bmatrix} \quad (8)$$

In practical applications, a non-coherent search matrix can be formed in at least two ways. In the first alternative implementation, the coherent search matrix formed at each iteration is stored. After the required number of repetition, a non-coherent search matrix is formed by summing the equivalent elements according to Formula 8. In this alternative implementation, memory is required for storing the elements of all the coherent search matrices. According to another alternative implementation, one coherent search matrix is calculated initially, and the values of this matrix are copied as the elements of the non-coherent sum matrix. At each iteration a coherent search matrix is formed, and the values of that matrix are summed with the corresponding elements of the non-coherent search matrix. In this alternative, summing of the equivalent elements is thus performed at each time of iteration. Only one coherent search matrix is thus stored, whereby less memory is needed than in the first alternative.

After the required number of iterations have been performed, the values of the elements $s_x(i,j)$ of the non-coherent search matrix S_x are examined in the determination step, in an attempt to find 110 a value which exceeds the

preceding threshold value and is clearly greater than the other values. If such a value like this is found, it represents the code phase difference and frequency deviation, because it is probably a signal transmitted by a satellite. If the signal is not transmitted by a satellite, but consists of noise or other incidental interference signals, no remarkable correlation peaks should arise. The code phase difference is apparent from the row index of the highest value, and correspondingly the frequency deviation is represented by the column index. The example of Fig. 6 illustrates a situation in which a value, which is clearly larger than the other values, has been found. If, on the other hand, no such value is found in the non-coherent search matrix S_x , that is, a signal transmitted by the searched for satellite was probably not received in the frequency range examined, the frequency range to be examined is changed, and the previously described steps are carried out to form a new non-coherent search matrix. By this method, the whole range of 6 kHz can be examined by repeating the steps described above as many times as is required.

When required, the previously described steps can be repeated for the whole frequency range to be examined, and the non-coherent search matrices formed for different iterations or only ranges containing possible peaks can be stored before searching for the largest correlation peak. In this way the possibility of false interpretation can be reduced for example in such a situation where the threshold value has been set too low and a spurious signal can cause a false interpretation.

If devices were available, which could identify the code phase and frequency deviation of signals, with a strength in the range of -150 dBm, the frequency range would have to be scanned in ranges tens of Hertz in width, before even an attempt could be made to determine the phase and the frequency deviation. Using the present invention, it is possible to scan the frequency range in ranges of hundreds of Hertz in width, that is, much faster than using prior art receivers.

Once the correct frequency deviation and code phase have been determined, the receiver can be set into tracking mode. Reception of data is unlikely to be successful for very weak signals and in this case, in a manner known as such, it may be necessary to rely on data received via mobile telephone network, for example. In this case distance measurement is still

possible, but with reduced accuracy. Tracking mode is set by changing the switches (Fig. 1) to the second position, whereby received information is fed to code tracking block 11, in which a feedback connection is also provided to enable fine adjustment of the frequency of the numerically controlled oscillator 5.

For calculating the location, the receiver performs the signal reception preferably on the basis of signals received from at least four satellites. In this case the previously described synchronization process is repeated as required on the basis of each satellite signal, whereupon the code of the satellite with which synchronization is performed is selected as the reference sequence $r(x)$.

Most of the blocks required for the implementation of the method can be implemented for example in a digital signal processor (not shown). Either hardware-based solutions or software implementations of the digital signal processor can be used to perform FFT transformations. In addition, a control element, preferably a microprocessor or the like can be used to control the operation of the receiver.

An electronic device 24 according to a preferred embodiment of the invention, comprising a mobile station and a positioning receiver, is shown in Fig. 7. A first antenna 13 is used for the reception of the signal transmitted by the positioning satellites. The received signal is applied to a first radio part 14, in which the signal is down-converted and digitized. The first radio part comprises, among other things, the transformation block 2, digitizing block 3 and multiplier block 4 of the receiver shown in Fig. 1. The digitized signal, which at this stage preferably comprises I and Q components, is applied to the digital signal processing unit 15, in which, among other things, sample vectors are formed in the sample vector formation block 12. The samples are saved in the first memory means 16, which comprises, for example, a read/write memory and preferably also read only memory and/or non-volatile read/write memory for storing the program code of the digital signal processing unit 15. In this embodiment, among other things, the functions of the synchronization block 6, such as the formation of the correlation function matrix $C_{x,k}$ using, for example, Fourier transformers FFT1, FFT2, ..., FFTN and/or matched filters are implemented in signal

processing unit 15. Preferably, formation of the coherent search matrix $A_{x,k}$ and non-coherent summing step are also performed in the digital signal processing unit 15. The digital signal processing unit 15 transmits information about the calculated phase difference and the frequency deviation to the processor block 17, which comprises, for example, a microprocessor and I/O logic. The processor block 17 controls the scanning block 8 and the first switch 9. Preferably, the code tracking block 11 is at least partly implemented as program instructions of the processor block. The second memory means 18 is used as the data and program memory of the processor block 17. It is obvious that the first memory means 16 and the second memory means 18 can also comprise common memory. Positioning information can be shown to the user on the display 19.

Operations of the mobile station are also implemented in the application software of the processor block 17. Thus, the display 19 can be used to present telephone call information in a manner known as such. The user can control the positioning receiver and the mobile station using the keyboard 20, t. The coding and decoding of audio signals is performed by means of a codec 21. The radio part 22 and the second antenna 23 of the mobile station are also shown in Fig. 7.

The present invention is not limited to the previously described embodiments only, but can be modified without departing from the scope defined by the attached claims.

4. Claims

1. A method for synchronizing a receiver (1) with a transmitted code-modulated spread spectrum signal, in which method at least one reference code ($r(x)$) is used, the reference code corresponding to a code used in the modulation, a frequency shift of the transmitted signal and a code phase of the code used in the modulation is determined, **characterized** in that the method includes the following steps:

- a sample vector formation step, in which samples (101) are taken from a received signal to form the sample vectors ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$),
- a correlation step (102, 103, 104, 105) to form a correlation function matrix ($C_{x,k}$) on the basis of the sample vectors ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$),
- an analysis step (106, 107) to form a coherent search matrix ($A_{x,k}$) on the basis of the transpose of the correlation function matrix ($C_{x,k}$), and
- a determination step (110), in which the frequency shift and code phase are determined using values ($a_{x,k}(i,j)$) of elements of said coherent search matrix ($A_{x,k}$).

2. A method according to claim 1, **characterized** in that in the method a frequency range to be examined is specified, the specified frequency range is divided into two or more parts, wherein said sample vector formation step, correlation step and analysis step are performed on each part, values of elements ($a_{x,k}(i,j)$) of the coherent search matrix ($A_{x,k}$) are saved, wherein the determination step is performed, and the frequency shift and code phase are determined on the basis of a largest value.

3. A method according to claim 1 or 2, **characterized** in that a threshold value is specified in the method, wherein values of elements ($a_{x,k}(i,j)$) of the coherent search matrix ($A_{x,k}$) that exceed said threshold value are used in the determination step to determine the frequency shift and the code phase.

4. A method according to any of the claims 1, 2 or 3, **characterized** in that in the method said sample vector formation step, correlation step and analysis step are repeated (108) to form at least two coherent search matrices ($A_{x,k}$), and that a summing step (109) is also performed in the method, in which a non-coherent search matrix (S_x) is formed by summing non-coherently the values ($a_{x,k}(i,j)$) of the corresponding elements of the

coherent search matrix ($A_{x,k}$) formed at each repetition, wherein said non-coherent search matrix (S_x) is used in said determination step to determine the frequency shift and the code phase.

5. A method according to claim 4, **characterized** in that in the method a frequency range to be examined is specified, the specified frequency range is divided into two or more parts, whereby said sample vector formation step, correlation step, analysis step and summing step are performed on each part, and values of the elements of the non-coherent search matrix (S_x) are stored, wherein the determination step is performed, and the frequency shift and code phase are determined on the basis of a largest value.

6. A method according to claim 4 or 5, **characterized** in that a threshold value is determined in the method, whereby magnitude values of the elements of the non-coherent search matrix (S_x) that exceed said threshold value are used in the determination step to determine the frequency shift and the code phase.

7. A method according to any of the claims 1 to 6, **characterized** in that the correlation function matrix ($C_{x,k}$) is formed using matched filters (26, 27, 28).

8. A method according to any of the claims 1 to 7, **characterized** in that

- in the correlation step, a time-to-frequency transformation ($\bar{R}(x)$) of a reversed code corresponding to said reference code ($r(x)$), and a time-to-frequency transformation ($P_k(i)$) of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) is performed, a multiplication between the time-to-frequency transformation ($\bar{R}(x)$) of said reversed code and the time-to-frequency transformation ($P_k(i)$) of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) is performed, a frequency-to-time transformation is performed on each multiplication result ($M_{x,k}(i)$), and a correlation function matrix ($C_{x,k}$) is formed from the frequency-to-time transformations ($m_{x,k}(i)$) of the multiplication results ($M_{x,k}(i)$), and that
- in the analysis step a coherent search matrix ($A_{x,k}$) is formed by performing a time-to-frequency transformation on the rows of the transpose of said correlation function matrix ($C_{x,k}$).

9. A method according to any of the claims 1 to 7, **characterized** in that
- in the correlation step, a time-to-frequency transformation ($R(x)$) of said reference code ($r(x)$), and a time-to-frequency transformation ($\tilde{P}_k(i)$) of a reversed vector corresponding to each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) is performed, a multiplication between the time-to-frequency transformation ($R(x)$) of said reference code ($r(x)$) and the time-to-frequency transformation ($\tilde{P}_k(i)$) of the reversed vector of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) is performed, a frequency-to-time transformation is performed on each multiplication result ($M_{x,k}(i)$), and a correlation function matrix ($C_{x,k}$) is formed from the frequency-to-time transformations ($m_{x,k}(i)$) of the multiplication results ($M_{x,k}(i)$), and that
 - in the analysis step a coherent search matrix ($A_{x,k}$) is formed by performing a time-to-frequency transformation on the rows of the transpose of said correlation function matrix ($C_{x,k}$).
10. A method according to any of the claims 1 to 7, **characterized** in that
- in the correlation step, a time-to-frequency transformation ($R(x)$) of said reference code ($r(x)$), and a time-to-frequency transformation ($P_k(i)$) of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) is formed, a complex conjugate ($R^*(x)$) is formed from the time-to-frequency transformation ($R(x)$) of the reference code ($r(x)$), a multiplication between said complex conjugate and the time-to-frequency transformation ($P_k(i)$) of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) is performed, a frequency-to-time transformation is performed on each multiplication result ($M_{x,k}(i)$), and a correlation function matrix ($C_{x,k}$) is formed from the frequency-to-time transformations ($m_{x,k}(i)$) of the multiplication results ($M_{x,k}(i)$), and that
 - a coherent search matrix ($A_{x,k}$) is formed in the analysis step by performing a time-to-frequency transformation on the rows of the transpose of said correlation function matrix ($C_{x,k}$).
11. A method according to any of the claims 1 to 7, **characterized** in that
- in the correlation step, a time-to-frequency transformation ($R(x)$) of said reference code ($r(x)$), and a time-to-frequency transformation ($P_k(i)$) of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) is formed, a complex conjugate ($P_k^*(i)$) is formed from the time-to-frequency transformation ($P_k(i)$) of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$), a multiplication between each said complex conjugate and time-to-

- frequency transformation $R(x)$ of the reference code $r(x)$, is performed, a frequency-to-time transformation is performed on each multiplication result $(M_{x,k}(i))$, and a correlation function matrix $(C_{x,k})$ is formed from the frequency-to-time transformations $(m_{x,k}(i))$ of the multiplication results $(M_{x,k}(i))$, and that
- in the analysis step a coherent search matrix $(A_{x,k})$ is formed by performing a time-to-frequency transformation on the rows of the transpose of said correlation function matrix $(C_{x,k})$.

12. A method according to any of the claims 8 to 11, **characterized** in that said time-to-frequency transformation is a Fourier transformation, wherein said frequency-to-time transformation is an inverse Fourier transformation.

13. A method according to any of the claims 1 to 12, **characterized** in that the magnitude values of the elements $(a_{x,k}(i,j))$ of the coherent search matrix $(A_{x,k})$ are used in said determination step (110).

14. A method according to claim 13, **characterized** in that the squared magnitude values of the elements $(a_{x,k}(i,j))$ of the coherent search matrix $(A_{x,k})$ are used in said determination step (110).

15. A method according to any of the claims 1 to 14, in which the location of the receiver (1) is determined and the location information is stored, **characterized** in that in the method a frequency range to be examined is specified, and an initial frequency for beginning the examination of the frequency shift is selected from said frequency range by using the location information stored in the receiver (1).

16. A method according to any of the claims 1 to 15, in which method a spread spectrum modulated signals transmitted by two or more satellites are received in the receiver (1), **characterized** in that in the method said sample vector formation step, correlation step, analysis step and determination step is performed on the signal transmitted by each of said satellites.

17. A receiver (1), which comprises at least a synchronization means for synchronizing the receiver (1) with a transmitted code-modulated spread spectrum signal, the receiver (1) having means (16) for using at least one

reference code ($r(x)$) in connection with synchronization, which reference code ($r(x)$) corresponds to a code used in the modulation, and means (15) for determining a frequency shift and a code phase of the code used in the modulation, **characterized** in that the receiver (1) also comprises:

- sample vector formation means (12, 16) for forming sample vectors ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) from the received signal,
- correlation means (6, FFT1, FFT2...FFTN) for forming a correlation function matrix ($C_{x,k}$) on the basis of the sample vectors ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$),
- analysis means (6, 12) for forming a coherent search matrix ($A_{x,k}$) on the basis of the correlation function matrix ($C_{x,k}$), and
- determination means (7, 17) for determining the frequency shift and code phase using the values of elements ($a_{x,k}(i,j)$) of said coherent search matrix ($A_{x,k}$).

18. A receiver (1) according to claim 17, **characterized** in that it comprises means (17) for specifying the frequency range to be examined, means (5, 8, 9) for dividing the specified frequency range into two or more parts, wherein the formation of sample vectors, the formation of a correlation function matrix ($C_{x,k}$) and the formation of a coherent search matrix ($A_{x,k}$) are arranged to be performed on each part, means (16) for saving the values of the elements ($a_{x,k}(i,j)$) of the coherent search matrix ($A_{x,k}$), and means (15) for determining the frequency shift and code phase on the basis of a largest value.

19. A receiver (1) according to claim 17 or 18, **characterized** in that it comprises means (15) for specifying a threshold value, and means (15) for comparing said threshold value and the values of said coherent search matrix ($A_{x,k}$) for determining the frequency shift and code phase.

20. A receiver (1) according to any of the claims 17, 18 or 19, **characterized** in that the formation of sample vectors, the formation of a correlation function matrix ($C_{x,k}$) and the formation of a coherent search matrix ($A_{x,k}$) are arranged to be repeated for forming a at least two coherent search matrices ($A_{x,k}$), and that the receiver (1) also comprises summing means for forming a non-coherent search matrix (S_x) by summing non-coherently the values ($a_{x,k}(i,j)$) of the corresponding elements of the

coherent search matrix ($A_{x,k}$) formed at each repetition, wherein the receiver (1) also comprises means for determining the frequency shift and code phase by using said non-coherent search matrix (S_x).

21. A receiver (1) according to claim 17, **characterized** in that it comprises means (17) for specifying the frequency range to be examined, means (5, 8, 9) for dividing the specified frequency range into two or more parts, wherein the formation of said sample vectors, the formation of a correlation function matrix ($C_{x,k}$), the formation of a coherent search matrix ($A_{x,k}$) and the summing of the coherent search matrix ($A_{x,k}$) to the non-coherent search matrix (S_x) are arranged to be performed on each part, means (16) for saving the values of the elements of the non-coherent search matrix (S_x), and means (15) for determining the frequency shift and code phase on the basis of the largest value.

22. A receiver (1) according to claim 21, **characterized** in that it comprises means (15) for specifying the threshold value, and means (15) for comparing said threshold value and the values of said non-coherent search matrix (S_x) for determining the frequency shift and code phase.

23. A receiver (1) according to any of the claims 17 to 22, **characterized** in that it comprises at least one matched filter (26, 27, 28) for forming a correlation function matrix ($C_{x,k}$).

24. A receiver (1) according to any of the claims 17 to 23, **characterized** in that

– the correlation means comprise means (16) for forming a time-to-frequency transformation ($\bar{R}(x)$) of a reversed code corresponding to said reference code ($r(x)$), means for forming a time-to-frequency transformation ($P_k(i)$) of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$), means (15) for performing a multiplication between the time-to-frequency transformation ($\bar{R}(x)$) of said reversed code and the time-to-frequency transformation ($P_k(i)$) of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$), means (15) for performing a frequency-to-time transformation on each multiplication result ($M_{x,k}(i)$), and means (15) for forming a correlation function matrix ($C_{x,k}$) from the frequency-to-time transformations ($m_{x,k}(i)$) of the multiplication results ($M_{x,k}(i)$), and that

- the analysis means comprise means (15) for forming a coherent search matrix($A_{x,k}$) by performing a time-to-frequency transformation on the rows of the transpose of said correlation function matrix ($C_{x,k}$).

25. A receiver (1) according to any of the claims 17 to 23, **characterized in that**

- the correlation means comprise means (16) for forming a time-to-frequency transformation ($R(x)$) of said reference code ($r(x)$), means for forming a time-to-frequency transformation ($\bar{R}_k(i)$) of a reversed vector corresponding to each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$), means (15) for performing a multiplication between the time-to-frequency transformation ($R(x)$) of said reference code ($r(x)$) and the time-to-frequency transformation ($\bar{R}_k(i)$) of the reversed vector of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$), means (15) for performing a frequency-to-time transformation on each multiplication result ($M_{x,k}(i)$), and means (15) for forming a correlation function matrix ($C_{x,k}$) from the frequency-to-time transformations ($m_{x,k}(i)$) of the multiplication results ($M_{x,k}(i)$), and that
- the analysis means comprise means (15) for forming a coherent search matrix() by performing a time-to-frequency transformation on the rows of the transpose of said correlation function matrix () .

26. A receiver (1) according to any of the claims 17 to 23, **characterized in that**

- the correlation means comprise means (16) for forming a complex conjugate ($R^*(x)$) of the time-to-frequency transformation ($R(x)$) of the reference code ($r(x)$), means for forming a time-to-frequency transformation () of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$), means (15) for performing a multiplication between the complex conjugate ($R^*(x)$) of the time-to-frequency transformation of the reference code ($r(x)$) and the time-to-frequency transformation () of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$), means (15) for performing a frequency-to-time transformation on each multiplication result ($M_{x,k}(i)$), and means (15) for forming a correlation function matrix () from the frequency-to-time transformations ($m_{x,k}(i)$) of the multiplication results ($M_{x,k}(i)$), and that
- the analysis means comprise means (15) for forming a coherent search matrix () by performing a time-to-frequency transformation on the rows of the transpose of said correlation function matrix () .

27. A receiver (1) according to any of the claims 17 to 23, **characterized** in that

- the correlation means comprise means (16) for forming a complex conjugate () of the time-to-frequency transformation () of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$), means for forming a time-to-frequency transformation ($R(x)$) of the reference code ($r(x)$), means (15) for performing a multiplication between the time-to-frequency transformation ($R(x)$) of the reference code ($r(x)$) and the complex conjugate () of the time-to-frequency transformation of each sample vector ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$), means (15) for performing a frequency-to-time transformation on each multiplication result ($M_{xk}(i)$), and means (15) for forming a correlation function matrix () from the frequency-to-time transformations ($m_{xk}(i)$) of the multiplication results ($M_{xk}(i)$), and that
- the analysis means comprise means (15) for forming a coherent search matrix () by performing a time-to-frequency transformation on the rows of the transpose of said correlation function matrix ()

28. A receiver (1) according to any of the claims 24 to 27, **characterized** in that said time-to-frequency transformation is a Fourier transformation, wherein said frequency-to-time transformation is an inverse Fourier transformation.

29. A receiver (1) according to any of the claims 17 to 28, **characterized** in that magnitude values of the elements () of the coherent search matrix () are used in the determination means.

30. A receiver (1) according to any of the claims 17 to 29, **characterized** in that squared magnitude values of the elements () of the coherent search matrix () are used in the determination means.

31. A receiver (1) according to any of the claims 17 to 30, which comprises means (14, 15, 17) for determining the location of the receiver (1) and means (18) for storing the location information, **characterized** in that the receiver (1) also comprises means (17) for specifying a frequency range to be examined, and means (17, 22, 23) for selecting, on the basis of the location information stored in the receiver (1), an initial frequency of said frequency range for beginning the examination of the frequency shift.

32. An electronic device (24), which comprises at least a positioning receiver (1), synchronization means for synchronizing the positioning receiver (1) to a transmitted code-modulated spread spectrum signal, the positioning receiver (1) having means (16) for using at least one reference code ($r(x)$) in connection with the synchronization, the reference code ($r(x)$) corresponding to a code used in the modulation, and the electronic device comprising means (15) for determining the frequency shift of the transmitted signal and the code phase of the code used in the modulation, **characterized** in that the electronic device (24) also comprises:

- sample vector formation means (12, 16) for forming sample vectors ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$) from the received signal,
- correlation means (6, FFT1, FFT2...FFTN) for forming a correlation function matrix ($C_{x,k}$) on the basis of the sample vectors ($p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)$),
- analysis means (6, 12) for forming a coherent search matrix ($A_{x,k}$) on the basis of the correlation function matrix ($C_{x,k}$), and
- determination means (7, 17) for determining the frequency shift and code phase by using values of the elements ($a_{x,k}(i,j)$) of the coherent search matrix ($A_{x,k}$).

33. An electronic device (24) according to claim 32, comprising means (14, 15, 17) for determining the location of the electronic device (24) and means (18) for storing the location information, **characterized** in that the electronic device (24) also comprises means (17) for specifying the frequency range to be examined, and means (17, 22, 23) for selecting, on the basis of the location information stored in the receiver (1), an initial frequency of said frequency range for beginning the examination of the frequency shift.

34. An electronic device (24) according to claim 32 or 33, **characterized** in that it also comprises means for performing mobile telephone operations.

35. An electronic device (24) according to claim 34, **characterized** in that it comprises means (22, 23) for establishing a data transfer connection to a mobile communication network, wherein the means for determining the location of the electronic device (24) comprise means (22, 23) for retrieving

information for use in the location determination from the mobile communication network.

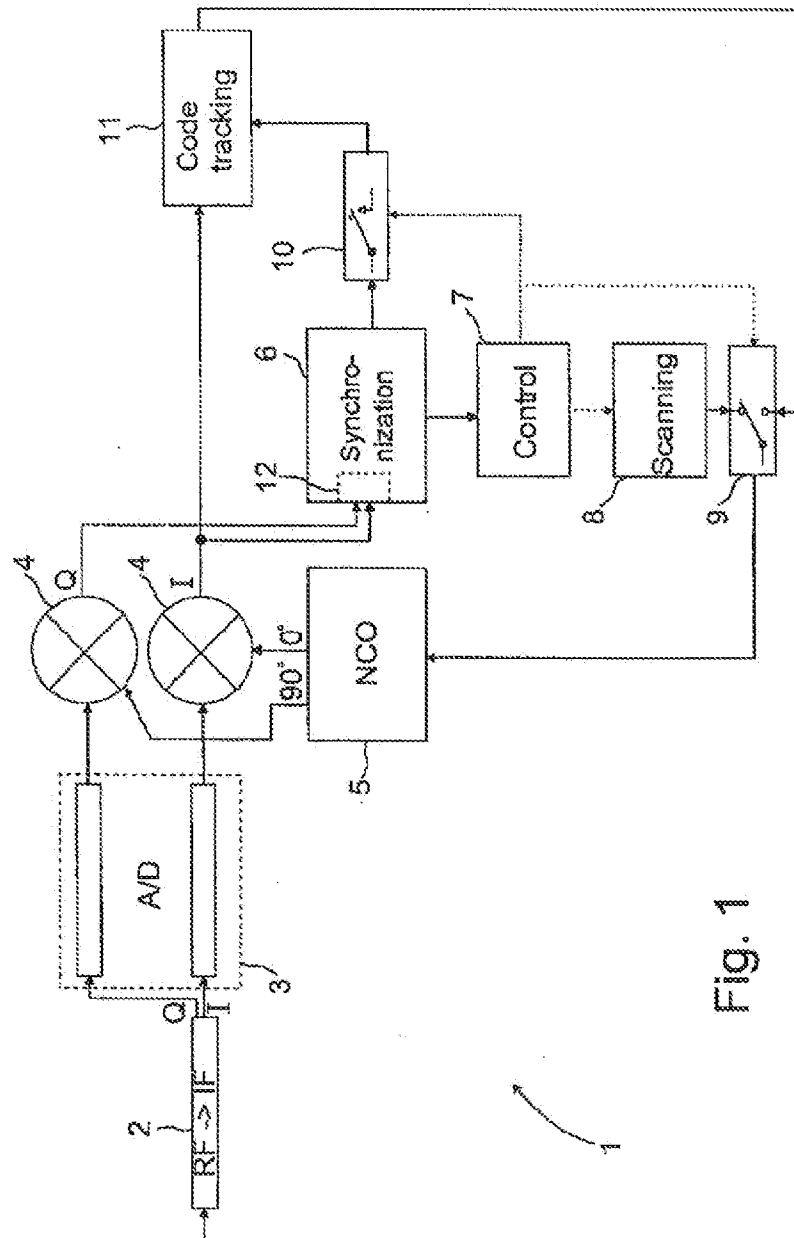


Fig. 1

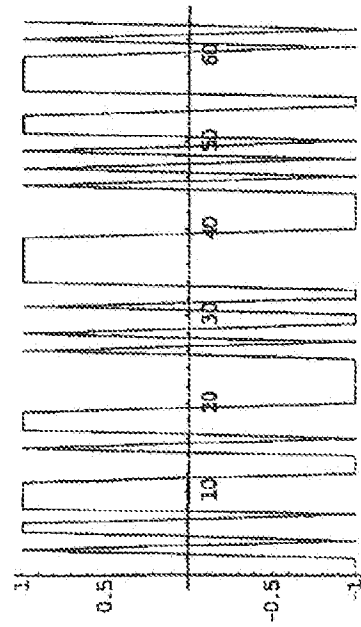


Fig. 2a

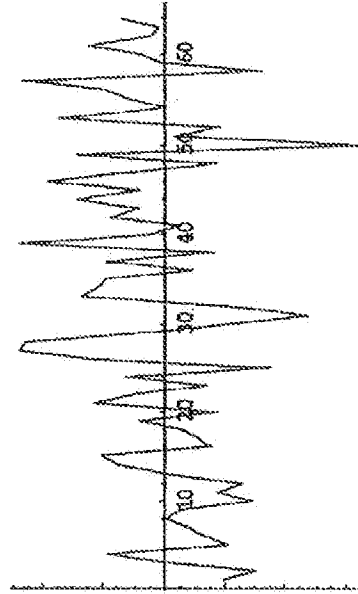
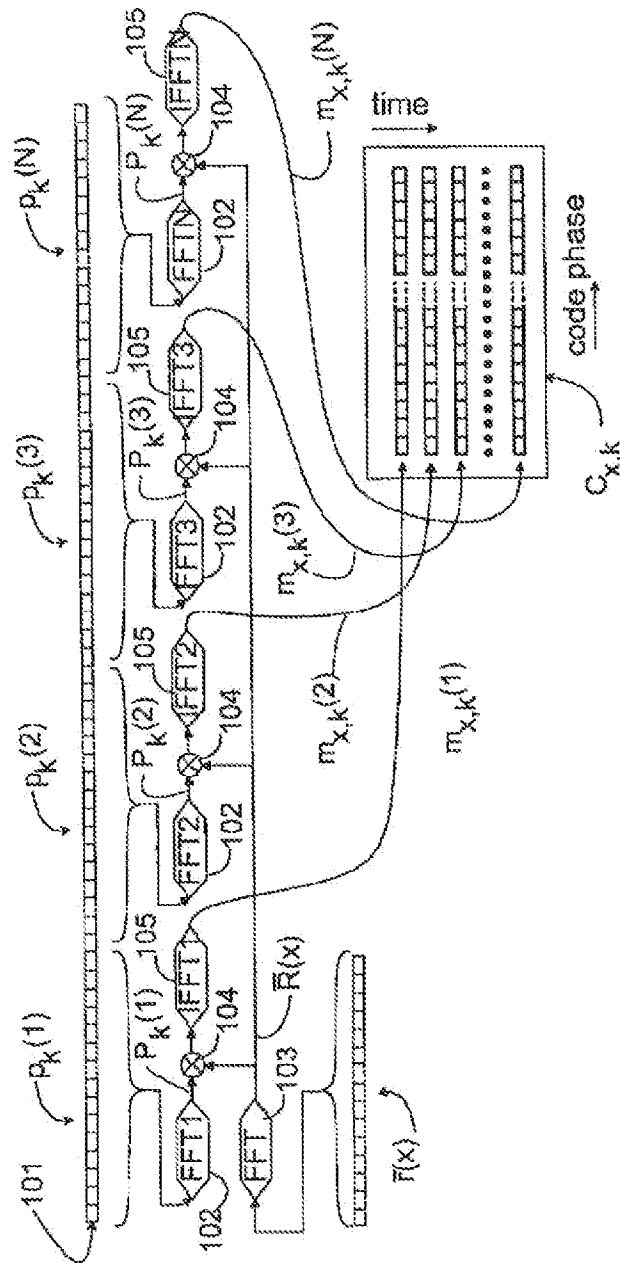


Fig. 2b



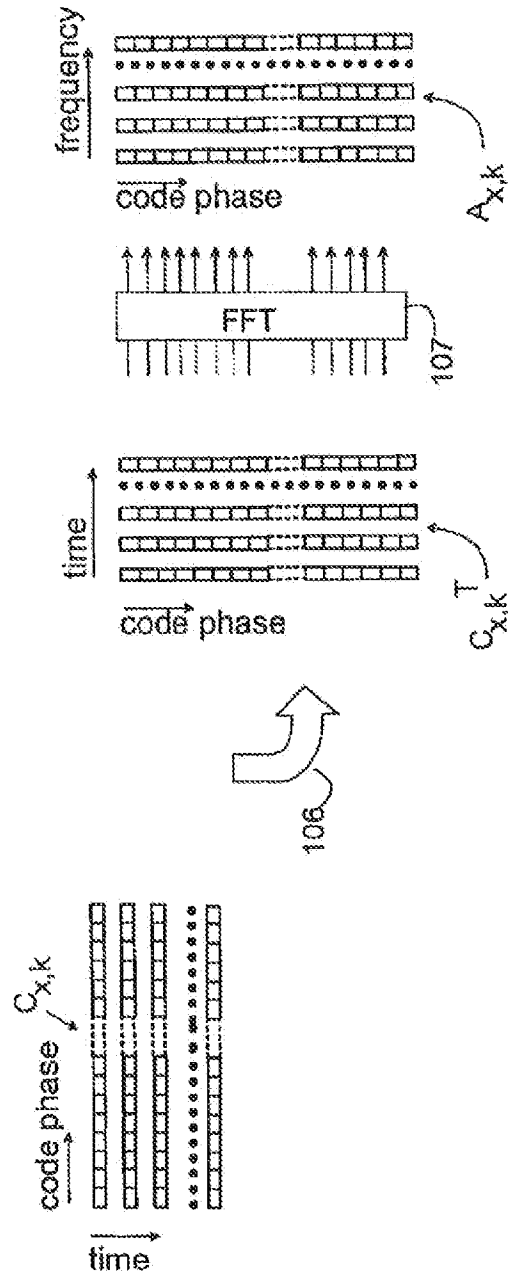


Fig. 4

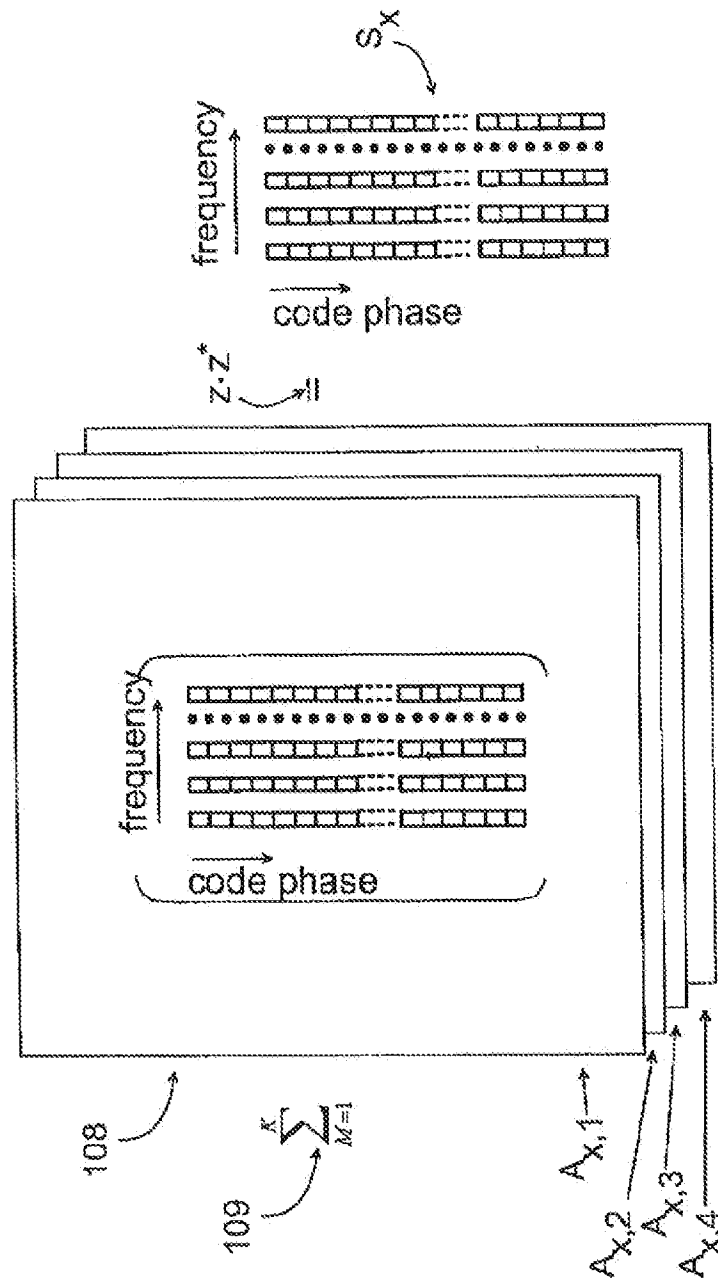


Fig. 5

(55)

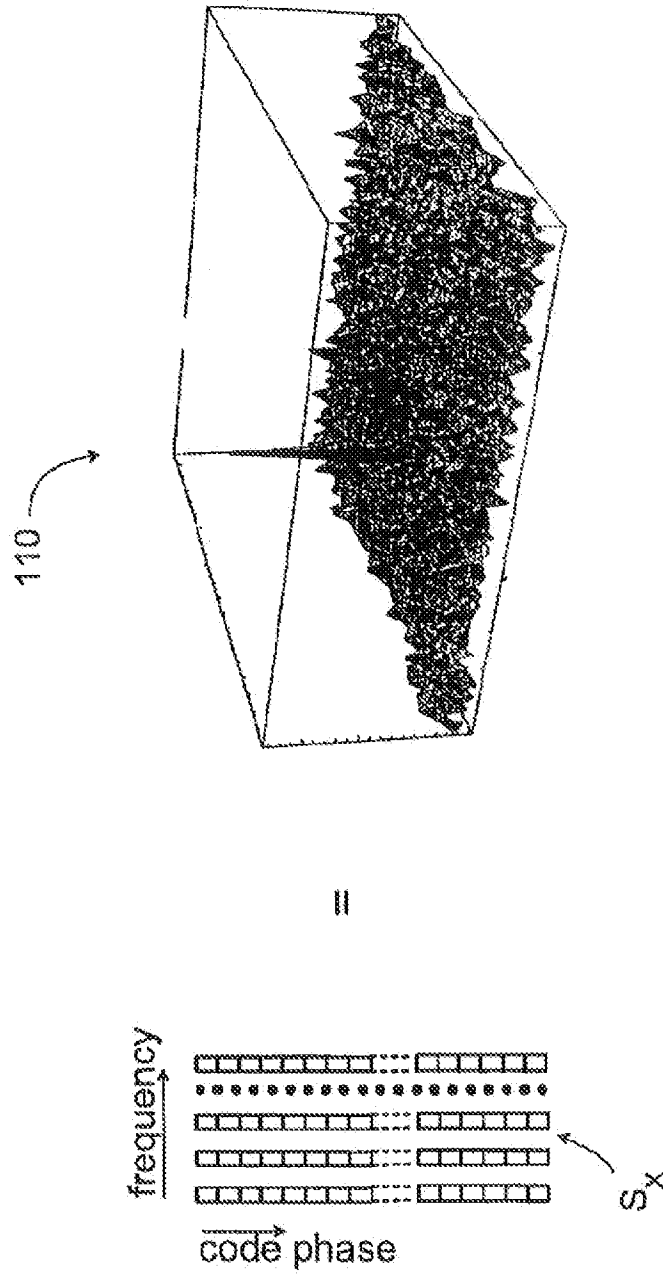
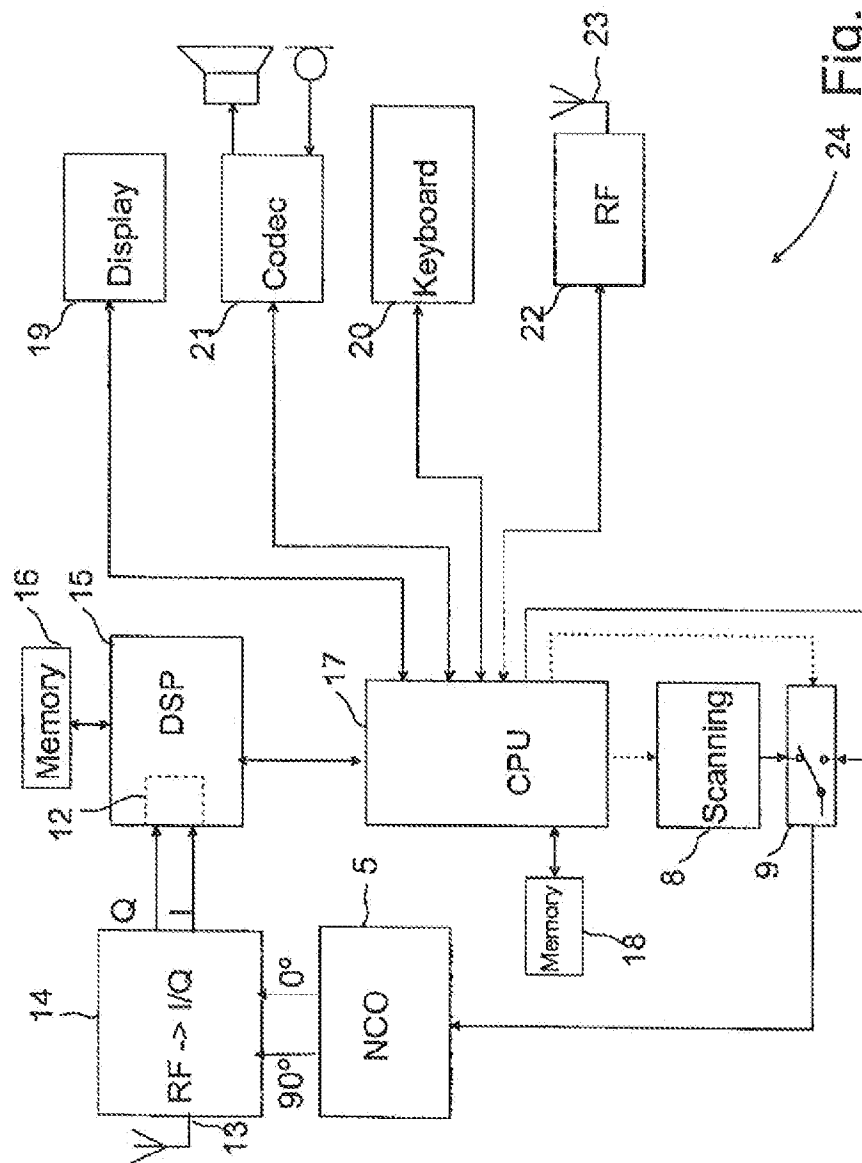


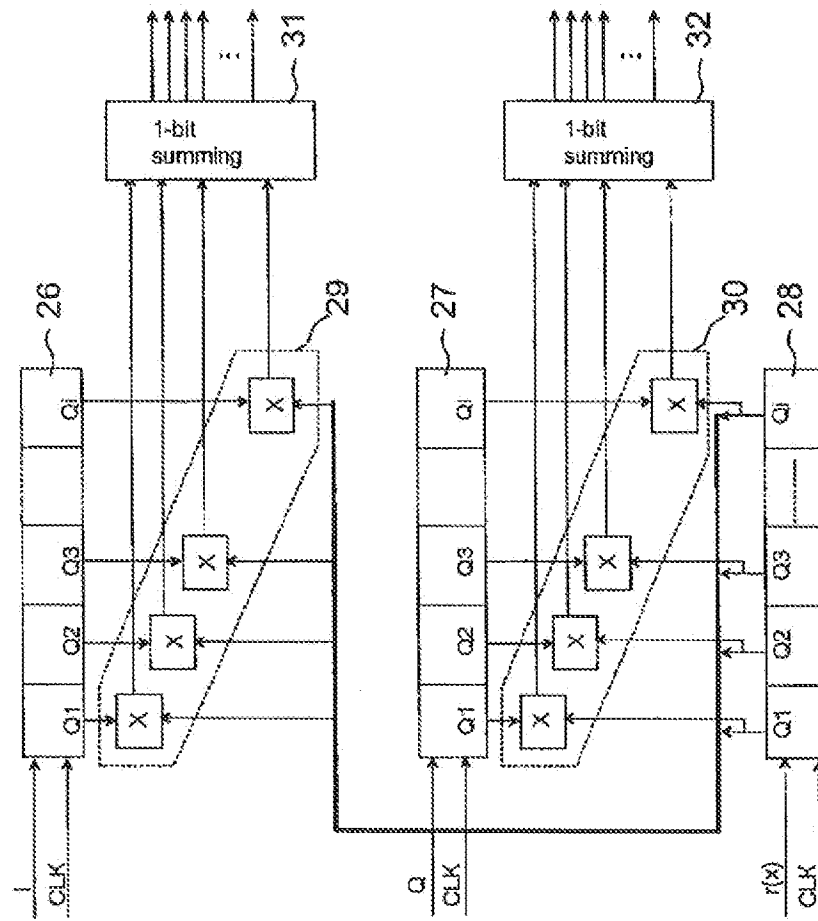
Fig. 6



24 Fig. 7

25

Fig. 8



1. Abstract

The invention relates to a method for synchronizing a receiver (1) with a transmitted code-modulated spread spectrum signal. The method uses at least one reference code $\{r(x)\}$, which corresponds to a code used in the modulation. ~~The frequency shift of the transmitted signal and the code phase of the code used in the modulation are determined in the method.~~ The method also includes at least the following steps:

- a sample vector formation step, in which samples (101) are taken from the received signal to form the sample vectors $\{p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)\}$,
- a correlation step (102, 103, 104, 105) for forming a correlation function matrix $\{C_{x,k}\}$ on the basis of the sample vectors $\{p_k(1), p_k(2) \dots p_k(N)\}$,
- an analysis step (106, 107) for forming a coherent search matrix $\{A_{x,k}\}$ on the basis of the transpose of the correlation function matrix $\{C_{x,k}\}$, and
- a determination step (110), in which the frequency shift and code phase are determined by using the values of elements $\{a_{x,k}(i,j)\}$ of said coherent search matrix $\{A_{x,k}\}$.

2. Representative Drawing

Fig. 3